



Solutions antennaires pour petits objets communicants et techniques de caractérisation associées

Cyril Luxey

► To cite this version:

Cyril Luxey. Solutions antennaires pour petits objets communicants et techniques de caractérisation associées. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Nice Sophia Antipolis, 2008. <tel-00342422>

HAL Id: tel-00342422

<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00342422>

Submitted on 1 Dec 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

HABILITATION A DIRIGER LES RECHERCHES

UNIVERSITE DE NICE SOPHIA ANTIPOLIS

ECOLE DOCTORALE STIC

Spécialité : Electronique

SOLUTIONS ANTENNAIRES POUR PETITS OBJETS COMMUNICANTS ET TECHNIQUES DE CARACTERISATION ASSOCIEES

présentée et soutenue publiquement par

Cyril LUXEY

à Sophia-Antipolis le 21 Novembre 2008

JURY

Lluis Joffre, Professeur, Universidad da Catalunya
Raj Mittra, Professor, Pennsylvania State University
Philippe Benech, Professeur, Université de Grenoble
Ala Sharaiha, Professeur, Université de Rennes
Patrice Brachet, Ingénieur, Orange Labs, La Turbie
Gilles Jacquemod, Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis
Christian Pichot, Directeur de Recherche CNRS, Valbonne
Georges Kossivas, Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis
Albert Papiernik, Professeur Emérite, Université de Nice-Sophia Antipolis
Robert Staraj, Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis

Président
Rapporteur
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Invité
Invité
Invité

HABILITATION A DIRIGER LES RECHERCHES

UNIVERSITE DE NICE SOPHIA ANTIPOLIS

ECOLE DOCTARALE STIC

Spécialité : Electronique

SOLUTIONS ANTENNAIRES POUR PETITS OBJETS COMMUNICANTS

ET TECHNIQUES DE CARACTERISATION ASSOCIEES

présentée et soutenue publiquement par

Cyril LUXEY

à Sophia-Antipolis le 21 Novembre 2008

JURY

Lluis Joffre, Professeur, Universidad da Catalunya
Raj Mittra, Professor, Pennsylvania State University
Philippe Benech, Professeur, Université de Grenoble
Ala Sharaiha, Professeur, Université de Rennes
Patrice Brachet, Ingénieur, Orange Labs, La Turbie
Gilles Jacquemod, Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis
Christian Pichot, Directeur de Recherche CNRS, Valbonne
Georges Kossivas, Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis
Albert Papiernik, Professeur Emérite, Université de Nice-Sophia Antipolis
Robert Staraj, Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis

Président
Rapporteur
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Invité
Invité
Invité

Merci à ...

- tous les doctorants que j'ai pu encadrer ou que j'encadre actuellement. Ce document ne pourrait pas exister sans l'enthousiasme et la détermination dont ils ont su faire preuve durant leur thèse ou leur stage de MASTER : Jean-Marc Carrere, Pascal Ciais, Patrice Panaia, Aliou Diallo, Fabien Ferrero, Plamen Iliev, Anissa Chebihi, Stéphane Tourette, Mickael JeanGeorges, Gwladys Collin, Sylvain Ranvier, Ali Chami, Thai Mai Vu, Tu Hoang Nam LY.
- l'ensemble du personnel administratif et technique du LEAT qui est bien évidemment pour beaucoup dans l'accomplissement de dix années de recherche : Martine Borro, Laurent Brochier, Jean-Pierre Damiano, Jean-Louis Le Sonn, Géraldine Mansuetti, Franck Perret, Christian Rafael, Olivier Benevello.
- tous les chercheurs qui partagent ou ont pu partager mes recherches durant ces dernières années: José Baro, Patrice Brachat, Georges Kossiavas, Gilles Jacquemod, Jean-Marc Laheurte, Philippe Le Thuc, Philippe Lorenzini, Robert Staraj, Jean-Marc Ribero, Lydie Robert.
- l'ancien directeur du LEAT, le Professeur Emérite Albert Papiernik et le nouveau directeur, Christian Pichot qui m'ont toujours témoigné leur confiance, m'ont toujours encouragé et soutenu pendant ces dix années de recherche.
- Messieurs Philippe Benech, Lluís Joffre, Raj Mittra, Ala Sharaiha qui m'ont fait l'honneur de juger ces travaux.
- ma famille, mes amis et Céline.

Avant-propos

Ce document, résume à peu près dix années de recherche effectuées dans l'industrie et au laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications de l'Université de Nice Sophia-Antipolis dans les deux équipes de recherche "Nouvelles antennes pour les télécommunications" et "Antennes actives intégrées et microélectronique RF". Dans ces deux équipes, la plupart du temps, trois enseignants Maître de Conférences ou Professeur des Universités se partagent le co-encadrement d'un doctorant. Je tiens donc tout d'abord à remercier mes collègues enseignants car ils ont une part importante de responsabilité dans les travaux qui sont présentés ici : Gilles Jacquemod, Georges Kossiavas, Philippe Le Thuc et Robert Staraj. Les doctorants sont bien évidemment les premiers artisans de nos travaux de recherche et un tel document ne pourrait exister s'ils ne parvenaient pas à mettre en œuvre nos idées ou intuitions. Pendant ces dix années, j'ai ainsi pu travailler avec d'excellents doctorants et je tenais à souligner que c'est une réelle satisfaction de constater qu'au fur et à mesure que leur thèse progresse, certains d'entre eux deviennent complètement autonomes et capables de développer de nouvelles recherches innovantes. Tous ces doctorants sont bien évidemment remerciés et cités dans ce document.

Comme beaucoup de collègues Professeurs le soulignent, en l'absence de règles précises, on se trouve souvent confronté à une multitude d'HDR qui diffèrent fortement en termes de structure. En ce qui concerne ce document, j'ai souhaité dans une première partie présenter mes activités d'enseignement, mes responsabilités pédagogiques, mon implication dans la communauté scientifique ainsi que mon encadrement doctoral. Dans une deuxième partie, je décris mes activités de recherche qui peuvent se scinder en deux blocs, l'un sur des techniques de miniaturisation d'antennes et l'autre sur un aspect plus technologique nécessaire lorsque l'on veut concevoir des antennes intégrées. Tout au long de ce document, l'aspect caractérisation est constamment abordé car indispensable dans ces activités de recherche. Au niveau de la forme, j'ai volontairement illustré ce document par de nombreuses figures et photos avec le risque de le rendre un peu plus long qu'une HDR classique. Compte tenu du caractère technologique de certaines de mes thématiques de recherche, il m'a en effet semblé que ces illustrations étaient nécessaires pour éviter de longs développements purement descriptifs. En ayant procédé de la sorte, j'espère ne pas avoir affecté l'aspect synthétique que se doit d'avoir une Habilitation à Diriger les Recherches.

SOMMAIRE

Première Partie - Présentation Générale

1. CURRICULUM VITAE DETAILLE.....	p.1
2. ENSEIGNEMENT.....	p.8
3. RESPONSABILITES PEDAGOGIQUES & ADMINISTRATIVES.....	p.14
4. ENCADREMENT DOCTORAL.....	p.15
5. PUBLICATIONS.....	p.24

Deuxième Partie - Mémoire HDR

INTRODUCTION.....	p.38
1. Résumé des travaux effectués pendant ma thèse.....	p.40
2. Résumé des travaux menés en tant qu'ATER.....	p.45
3. Activité de recherche menées dans l'industrie.....	p.47
3.1 - Alcatel Business Systems – Mobile Phone Division Colombes.....	p.47
3.2 - Alcatel Space Industries Toulouse.....	p.54
3.3 - Conclusion sur les travaux menés dans l'industrie.....	p.56
4. Antennes miniatures multibandes.....	p.57
5. Systèmes multi-antennaires et technique de neutralisation.....	p.73
5.1 - Antennes multi-bandes à plusieurs points d'alimentation.....	p.73
5.2 - Systèmes multi-antennaires pour diversité et MIMO.....	p.78
5.3 - Technique de neutralisation pour des antennes patch.....	p.98
5.4 - Implémentation de la technique de neutralisation par d'autres chercheurs.....	p.103
5.5 - La controverse.....	p.107

6. Antennes actives, MEMS et antennes actives intégrées.....	p.110
6.1 - Antennes actives.....	p.110
6.2 - MEMS et antennes intégrées en technologie <i>MMIC</i>	p.120
6.3 - Antennes intégrées dans le capot de protection de circuits microélectroniques.....	p.139
7. Antennes pour interrogation de capteurs.....	p.146
7.1 - Antennes pour capteurs à ondes de surfaces.....	p.146
7.2 - Antennes pour la RFID.....	p.151
8. Conclusion et perspectives.....	p.155
9. Bibliographie.....	p.158
10. Annexes.....	p.171
10.1 - IEEE Wheeler Prize.....	p.171
10.2 - Prix du meilleur papier EuCAP 2007.....	p.184
10.3 - Prix ACE de l'antenne la plus petite et la plus efficace.....	p.186
10.4 - Prix de la meilleure thèse électronique 2007 (club EEA) décerné à A. Diallo.....	p.188
10.5 – Article le plus référencé Pascal Ciais (53 fois).....	p.189

Première Partie

Présentation Générale

1. CURRICULUM VITAE DETAILLE

Nom patronymique : **LUXEY**
Prénom(s) : **Cyril**
Date et lieu de naissance : 30/10/71 à Nice
Nationalité : Française
Situation de famille : Célibataire
Situation actuelle: Maître de Conférences 4^{ème} échelon
(Recruté en Octobre 2002)



Unité d'enseignement

Polytech'Nice-Sophia
Département Electronique
1645 Route des Lucioles
06410 Biot
Téléphone : 04-92-38-85-64
E-mail : cyril.luxey@unice.fr

Unité de recherche

Laboratoire d'Electronique, Antennes
et Télécommunications UMR CNRS 6071
- Bat. 4 - 250, Rue Albert Einstein
06560 Valbonne
Téléphone : 04-92-94-28-22

Titres universitaires:

DEUG A SSM

à l'Université de Nice-Sophia Antipolis

Juin 1993

Licence EEA (Electronique, Electrotechnique, Automatique)

à l'Université de Nice - Sophia Antipolis **Mention Assez Bien**

Juin 1994

Maîtrise EEA (Electronique, Electrotechnique, Automatique)

à l'Université de Nice - Sophia Antipolis **Mention Assez Bien**

Juin 1995

DEA Propagation, Télécommunication et Télédétection

à l'Université de Nice - Sophia Antipolis **Mention Assez Bien**

Juin 1996

Doctorat en Electronique de l'Université de Nice-Sophia Antipolis
Mention "Très Honorable avec félicitations du jury"

21 Octobre 1999

Titre de la thèse: Conception d'antennes imprimées passives et actives pour des applications en environnement automobile

Directeur de thèse: **Prof. A. PAPIERNIK**

Composition du Jury:

J. CITERNE, Professeur à l'INSA de Rennes, Président et Rapporteur.

S. TOUTAIN, Professeur à l'IRESTE de Nantes, Rapporteur.

P.S. HALL, Professeur à l'Université de Birmingham, Examineur.

A. PAPIERNIK, Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis, Examineur.

J.M. LAHEURTE, Maître de Conférences à l'Université de Nice, Co-directeur de Thèse.

G. KOSSIAVAS, Maître de Conférences à l'Université de Nice Sophia Antipolis, Invité.

Activités post-thèse

- 1999-2000 : Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche (**ATER**) à l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Nice Sophia-Antipolis (**ESINSA**)
- 2000-2001: **Ingénieur d'études** à Alcatel Business Systems Mobile Phones (Colombes)
- 2001-2002 : **Ingénieur de recherche** à Alcatel Space Industries (Toulouse)

Mots-clés pour les activités de recherche actuelles

- Antennes miniatures multi-bandes et systèmes multi-antennes pour la téléphonie mobile (diversité et MIMO)
- Techniques de mesures associées : *Wheeler Cap*, Chambre reverbérante, Banc de mesure champ proche, Sondeur de canal de propagation
- Antennes actives intégrées sur *WAFER* Silicium (*Antennas On Chip*)
- Antennes "*In-Package*" sur LTCC, sur boîtier plastique
- *Switchs* RF de type MEMS
- Antennes pour capteurs à ondes de surfaces (capteurs SAW)
- Antennes pour applications RFID

Production scientifique

NB : les séminaires sans actes et les rapports de contrat n'ont pas été comptabilisés dans ce tableau

Type d'article	Nombre
Revue internationale avec comité de lecture	23
Ouvrages ou chapitres d'ouvrages	4
Papiers invités dans conférences internationales	6
Conférences internationales	37
Conférences nationales	11
Total	81

Indicateur Scientifique

- **Indice h=9** en Juillet 2008 (indice hirsch qui signifie que l'auteur a au moins 9 papiers cités 9 fois tandis que ses autres publications sont citées moins de 9 fois).

Résumé des thèses encadrées

Etat de la thèse et % d'encadrement	Nombre
Soutenue, 33% d'encadrement	1
Soutenue, 40% d'encadrement	3
A Soutenir, 30% d'encadrement	4
A Soutenir, 40% d'encadrement	1
Total	9

Résumé des stages de DEA/MASTER encadrés

Etat du Master et % d'encadrement	Nombre
Soutenu, 50% d'encadrement	2
Soutenu, 100% d'encadrement	5
Total	7

Distinctions scientifiques par ordre d'importance

- **Prix Wheeler 2007** qui récompense la **meilleure publication de l'année dans la revue IEEE Transactions on Antennas and Propagation** pour un article sur l'invention de la technique de neutralisation de petites antennes pour téléphones mobiles GSM/DCS avec A. Diallo, P. Le Thuc, G. Kossiavas et R. Staraj.
- Aliou Diallo, étudiant dont j'étais le co-encadrant avec G. Kossiavas a obtenu **le prix du club EEA de la meilleure thèse française de l'année 2007 dans le domaine "Electronique"**.
- Prix du **meilleur papier de la Conférence EuCAP 2007**, catégorie "collaboration Européenne" avec le RadioLab de TKK Helsinki pour l'application de la neutralisation à un téléphone portable UMTS et sa caractérisation en milieu urbain avec A. Diallo, P. Le Thuc, R. Staraj, P. Vainikainen, C. Icheln, M. Mustonen, P. Suvikunnas.
- Les antennes conçues lors de la thèse de M. Pascal Ciais ont été proposées au concours 2007 de **l'antenne la plus petite et la plus efficace** en termes de rayonnement, concours organisé par le Réseau d'Excellence Européen "*Antenna Center of Excellence*" (ACE). L'une d'entre elles a remporté ce concours dans les deux catégories bi et tri-bande.

Activités d'Expertise

- **Reviewer pour les revues internationales** *IEEE Antennas and Propagation* (32 articles reviewés en 4 ans), *IEEE Electronics Letters* (18 articles reviewés en 4 ans), *IEEE Transactions on Vehicular Tech.* (ponctuellement), *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* (ponctuellement), *Journal of Electromagnetic Waves and Applications* (ponctuellement)
- **Reviewer pour les conférences internationales** DCIS 2004, EuMc de 2004 à 2008, IWAT de 2006 à 2009, LAPC 2006-2008, AP-S de 2007 à 2008, VTC 2007, PIMRC 2008, EuCAP 2009
- **Reviewer de projets ANR** en 2006 et en 2007
- **Reviewer de thèses CIFFRE** en 2006 et en 2007
- **Membre du jury de 5 thèses Françaises** : J.M. Carrere-2001, P. Ciais-2004, P. Panaia-2006, A. Diallo-2007, F. Ferrero-2007
- **Rapporteur (Opponent) de 3 thèses étrangères** : Juha Villanen-Helsinki-2007, Eva Antonino-Daviu-Valencia-2008, Juliane Iten-EPFL-2008).
- **Chairman de session** dans différents congrès internationaux IEEE ACES 2005, IWAT 2006 à 2008, EuMc 2005, EuCAP2007, AP-S 2007, Workshop "*Small Antennas*" ACE-AS CNRS 2004, EuCAP 2009.
- **Membre du jury Best Paper pour la conférence Eucap2006**

Principales activités d'animation de la recherche

- **Expert** du **COST 284** (coopération scientifique entre chercheurs Européens) *"Innovative Antennas for Emerging Terrestrial & Space-based Applications"* (2002-2006)
- **Membre du Réseau d'Excellence Européen (NoE) Antenna Center of Excellence (ACE)** dans le *Work Package "Small Terminals"* (janvier 2004-janvier 2008)
- **Membre COST2100** *"Pervasive Mobile & Ambient Wireless Communications"* (2006-10)
- **Délégué Français Ministériel et Expert** du nouveau **COST ASSIST IC0603** (2007-2011) *"Antenna Systems & Sensors for Information Society Technologies"*
- **Responsable du projet DEMAS2007** dans ACE : **coordination d'une coopération entre 9 laboratoires Européens** (EPF Lausanne, IST Lisbonne, IMST Allemagne, Chalmers Institute Göteborg, KTH Stockholm, TKK Helsinki, UPC Barcelona, NCSRD Athènes)
- **Membre du comité technique** des conférences internationales IWAT 2006 à 2009 et LAPC 2006 à 2008, EuCAP 2009.
- **Responsable** du thème "Méthodes de mesures" de l'**Action Spécifique N°167** "Antennes miniatures" du département STIC du CNRS (2004-2005).
- Participation au **Pôle de Compétitivité Mondial Solutions Communicantes Sécurisées**
- **Participation au projet CIM-PACA** (Centre Intégré de Microélectronique en région PACA) : supervision et validation de la conception du banc de mesure en champ proche.
- **Co-Organisateur** de la journée **"Antennes miniatures multistandards"** du **GDR Ondes** (avec G. Kossiavas). ENST Paris, le 6 Novembre 2003.
- **Co-Organisateur** du Workshop **"Small Antennas"** ACE-AS CNRS N°167 (avec M. Martinez-Vazquez) au congrès International JINA2004, le 10 Novembre 2004.
- **Co-Organisateur de la conférence ICECS 2006** à Nice (avec l'IXL Bordeaux)
- **Co-Organisateur du University Booth pour la conférence DATE 2007** à Nice
- **Co-Organisateur du University Booth pour la conférence DATE 2009** à Nice
- **Co-Organisateur d'une session spéciale** pour la conférence internationale **IEEE-Antennas & Propagation Symp. 2007** : *Small Antenna Technologies – A European perspective.*
- **Co-Organisateur d'une session spéciale** pour la conférence internationale **IEEE-Antennas & Propagation Sym. 2008** : *Recent Small Antennas and Sensors - Design and Applications.*
- **Co-Organisateur d'une session spéciale** pour la conférence internationale **EuCAP 2009** : *Small Antenna Designs and Measurements.*

Résumé des activités d'enseignement

Année	Fonction	Lieu
1996-1999	Moniteur	Université de Nice Sophia-Antipolis – DEUG A
1999-2000	ATER	ESINSA
Depuis 2002	Maître de Conférences	Polytech'Nice-Sophia – Dép. Electronique

Enseignements effectués depuis 2002

Matière enseignée	Type	Volume annuel moyen	Période	Cycle	Responsable
Ondes électromagnétiques	Cours TD	22,5 h 67,5 h	Depuis 2002 Depuis 2006	1 ^{ère} année Ingénieur	C. Luxey depuis 2006
Antennes	Cours TD	22,5 h 22,5 h	Depuis 2004 Depuis 2004	2 ^{ière} année Ingénieur	C. Luxey depuis 2004
Electronique	TP	150 h	2002-2005	1 ^{ère} année Ingénieur	C. Luxey de 2002 à 2005
Electronique RF	TP	90 h	2002-2004	2 ^{ème} année Ingénieur	C. Luxey de 2002 à 2004
CAO Hyperfréquences	TP	38 h	Depuis 2002	3 ^{ème} année Ingénieur / ITII	C. Luxey depuis 2002
CAO Microélectronique	TP	45 h	Depuis 2002	3 ^{ème} année Ingénieur /MASTER	C. Luxey depuis 2002
Télécommunications	TP	18 h	2002-2004	3 ^{ème} année Ingénieur	C. Luxey de 2002 à 2004
Mini-Projet Telecoms	TP	20 h	Depuis 2003	3 ^{ème} année Ingénieur	C. Luxey depuis 2003
Projet Circuits mixtes	TP	66 h	2002-2005	3 ^{ème} année Ingénieur	C. Peter
Introduction à la Microélectronique	Cours	15h	2004-2006	MASTER 2	C. Luxey de 2004 à 2006

Enseignements effectués à l'étranger

- **Guest Lecturer** à l'Université de Trondheim en Norvège en Octobre 2006.
- **Co-Responsable** de l'organisation du cours "*Industrial Antennas*" (avec D. Manteuffel) donné dans le cadre du réseau Européen ACE à 20 étudiants Européens à Düsseldorf (niveau MASTER) en 2007 **et "lecturer" dans ce cours.**
- **Co-Responsable** de l'organisation du cours "*Industrial Antennas*" (avec D. Manteuffel) qui sera donné dans le cadre d'une **Action Marie Curie** à environ 20 étudiants Européens à Düsseldorf (niveau MASTER) en 2009 **et "lecturer" dans ce cours.**

Résumé des responsabilités pédagogiques et administratives

- **Membre élu de la Commission de spécialistes** (63^{ème} section) de l'Université de Nice Sophia Antipolis : **Vice-président du collège B.**
- **Responsable de l'accord ERASMUS** entre l'Université de Nice et l'Université de **Trondheim en Norvège** (NTNU) pour le département ELEC de Polytech'Nice-Sophia
- **Co-Responsable de l'accord ERASMUS** entre l'Université de Nice et l'Université de **Varna en Bulgarie** pour le département ELEC de Polytech'Nice-Sophia
- **Pôle CNFM PACA**, site de Nice-Sophia Antipolis : **responsable matériel et logiciel** de la salle dédiée à l'enseignement HP-ADS à Polytech'Nice-Sophia

2. ENSEIGNEMENT

Mes activités d'enseignement ont débuté à la fin de l'année 1996 lorsque j'ai obtenu un poste de **moniteur à l'Université de Nice-Sophia Antipolis**. Pendant trois années, j'ai effectué **288 heures** équivalent TP d'enseignement en DEUG A mention SSM dans les filières Math-Info (MI), Physique-Electronique (PE), Math-Physique (MP) sous la forme de **Travaux Pratiques et de Travaux Dirigés**. Lors de cette période, j'ai aussi participé à **l'amélioration de quatre maquettes de TP** pour la Maîtrise EEA.

En octobre **1999**, j'ai été recruté comme **ATER à temps complet** en 63ème section (soit **288 heures** équivalent TP d'enseignement) à **l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Nice-Sophia Antipolis (ESINSA)**. Mes enseignements ont principalement été effectués en TP de Logique (1^{ère} année du cycle préparatoire), d'Electronique (1^{ère} année du cycle préparatoire et 1^{ère} année du cycle Ingénieur) en tant qu'**enseignant responsable de ces modules**. J'ai également enseigné les **Travaux pratiques d'atelier**. J'ai aussi souhaité **m'investir dans l'encadrement d'un projet d'ingénieur en 2^{ème} année du cycle Ingénieur**. Lors de cette année universitaire, j'ai **conçu et mis en place deux nouvelles manipulations de Travaux Pratiques**:

1/ Analyse spectrale de signaux par FFT en 1^{ère} année du cycle Ingénieur.

2/ Synthèse d'un Oscillateur microonde par CAO pour l'option Télécommunication et Télédétection: 3^{ème} année du cycle Ingénieur.

Après deux années passées dans l'industrie comme Ingénieur R&D, j'ai été recruté comme **Maître de Conférences à l'ESINSA en 2002**, école qui est **devenue Polytech'Nice Sophia Antipolis en 2005** suite à une fusion de plusieurs départements de l'Université de Nice-Sophia Antipolis. J'ai ainsi été nommé **responsable des Travaux Pratiques d'Electronique de première année (80 étudiants), de deuxième année (60 étudiants) et de troisième année du cycle Ingénieur (15 étudiants par option)**. Une grande part de mes activités a consisté à ce moment là à rénover ces travaux pratiques notamment par la **création de maquettes et de rédaction de sujets** mais aussi par le choix et l'achat de nouveaux matériels. Les faits marquants de cette période sont énoncés ci-dessous :

1°) **Création d'un nouveau TP CAO Microélectronique "Design de LNA en technologie 0.35 μ "** avec G. Jacquemod pour les étudiants de deux options de dernière année du cycle Ingénieur (30 étudiants). J'enseigne également ces TP au **Master STIC** (option Télécommunications RF et Microélectronique) de l'Université de Nice Sophia Antipolis dans le cadre du **pôle CNFM PACA** (Centre National de Formation en Microélectronique). **En 2008, cet enseignement a été effectué en Anglais compte tenu de la présence d'étudiants Bulgares ERASMUS dans la promotion.**

2°) **Aménagement d'une salle dédiée à l'enseignement des TP CAO Hyperfréquences** à l'aide de deux techniciens de l'école. Cette salle a été la première à être équipée du WiFi à l'ESINSA (et probablement à l'Université de Nice en 2003) : douze postes communiquent par réseau sans fil.

Ces machines sont équipées du logiciel de CAO HP-ADS commercialisé par la société Agilent. J'effectue dans cette salle six différentes manipulations de travaux pratiques aux étudiants de l'option Télécommunications et Réseaux de dernière année du cycle Ingénieur. J'enseigne ces mêmes TP aux étudiants de dernière année **d'école d'Ingénieur par apprentissage (ITII)** de l'Université de Nice Sophia Antipolis qui est une formation d'ingénieur par alternance (soit 15 étudiants).

Depuis la création de cette salle dédiée, **j'ai modifié deux fois le contenu de ces enseignements ce qui correspond à la création de 12 TP différents de 3 heures**. Cette salle est également utilisée par les enseignants du **Master STIC** option TRFM pour les mêmes enseignements. **En 2008, cet enseignement a été effectué en Anglais compte tenu de la présence d'étudiants Bulgares ERASMUS dans la promotion.**

Dans les années à venir, je compte m'impliquer fortement dans **la création d'un mini-laboratoire hyperfréquence dans cette salle** qui permettrait ainsi de mesurer et valider directement les circuits conçus avec le logiciel de CAO (la fabrication restant à effectuer en aparté de ces TP). Pour cela, **j'ai ainsi pu commencer à m'investir dans l'achat des premiers appareils nécessaires à ce mini-laboratoire** : Analyseur de réseau, Analyseur de spectre, Oscilloscope rapide 10 GHz etc ...

3°) **J'ai également créé un mini-projet de 40 heures** dont 20 heures non encadrées qui utilise les ressources de cette salle pour les étudiants de dernière année de l'option TR du cycle ingénieur de Polytech'Nice. Ce TP a été conçu à l'aide **de trois stagiaires que j'ai encadré à l'ESINSA** : 2 stagiaires de DUT et 1 stagiaire de MASTER. Il consiste à concevoir tous **les éléments hyperfréquences constitutifs d'un réseau WLAN** pour deux ordinateurs PC, le but étant d'utiliser leur port série et de le faire communiquer entre eux par l'intermédiaire d'un petit programme en Visual Basic. Les étudiants s'arrêtent à l'étape "conception" mais, les circuits ayant été fabriqués préalablement, une manipulation particulièrement didactique permet de clôturer cet enseignement. **En 2008, cet enseignement a été effectué en Anglais compte tenu de la présence d'étudiants Bulgares ERASMUS dans la promotion.** Je compte dès l'année prochaine créer un **second Mini-Projet** où les étudiants devront concevoir tous les éléments constitutifs **d'un radar Doppler** l'objectif étant de conclure ce projet par une mesure de la vitesse et la position d'un train électrique.

Depuis 2004 et 2006 ans, j'ai été respectivement nommé **responsable des modules Antennes et Ondes électromagnétiques** qui sont enseignés aux étudiants de 2^{ème} et 1^{ère} année du cycle Ingénieur de Polytech'Nice. **Je suis donc chargé de l'entière responsabilité des cours, TD et examens de ces modules.** J'ai pu ainsi apporter **de nombreuses modifications** à ces deux cours mais plus particulièrement à celui qui concerne les antennes suite à mon expérience acquise lors de mon passage dans l'industrie. Ces deux modules constituent aujourd'hui **la plus grosse partie de mon enseignement** et pour pouvoir m'y consacrer entièrement, j'ai abandonné la responsabilité des TP de 1^{ère} et 2^{ème} année du cycle Ingénieur à de nouveaux Maîtres de Conférences recrutés récemment. Je me suis fixé comme objectif **un apport constant de nouveautés et d'améliorations** à ces deux modules avec notamment la mise en place de séances spécifiques sur CAO MATLAB. Je compte aussi effectuer probablement d'ici deux ans **des modifications majeures sur le cours Antennes** qui est pour le moment trop axé "Recherche" à mon goût, l'objectif étant que celui-ci ait une meilleure adéquation avec le savoir faire demandé à un Ingénieur RF dans l'industrie.

J'ai aussi enseigné ponctuellement pendant deux ans (2004-2006) **le cours de Microélectronique RF aux étudiants du Master Recherche STIC TRFM** suite à une demande spécifique de ses responsables.

J'ai également effectué des enseignements **à l'étranger**, tout d'abord de façon ponctuelle en Octobre 2006 à **l'Université de Trondheim en Norvège**. Cet enseignement, effectué en anglais, dans le cadre d'un accord ERASMUS a consisté en 15 heures de cours données à une vingtaine d'étudiants de dernière année de MASTER. Il s'intitulait **"Antennas for Base Stations and Mobile Terminals"**. Je suis également **"lecturer"** pour le cours **Industrial Antennas** donné dans le cadre du réseau ACE2 à 20 étudiants Européens à Düsseldorf (niveau MASTER) en 2007. Ce cours sera **reconduit en 2009** dans le cadre d'une **Action Marie Curie**.

En résumé, depuis octobre 2002 et jusqu'en 2005, j'ai effectué une moyenne annuelle d'environ 320 heures équivalent TD. Cette moyenne annuelle a été réduite à **240 heures "équivalent" TD dès 2005 suite à l'obtention de la Prime d'Encadrement Doctoral et de Recherche (PEDR)**. Mon service actuel se compose d'environ 50% de TP, 25% de Cours et 25% de TD. Le détail de mes enseignements est donné ci-après.

▪ Moniteur de l'enseignement supérieur (1996-1999)- DEUG A (MI-MP-PE), UNSA

1996-1997 Electronique Analogique et Numérique : **96 heures de TP** (*Redressement-filtrage, Théorèmes généraux, Filtres RC, CAO sur PC, Initiation à la logique*).

1997-1998 Electronique Analogique et Numérique : **72 heures de TP, 16,5 heures de TD** d'électronique en DEUG A MP: *Méthode des mailles, des noeuds, Théorèmes de Thévenin, de Norton, Circuits RLC série, parallèle, Diodes PN, Zener), Transistor bipolaire.*

1998-1999 Electronique Analogique et Numérique : **81 heures de TP, 10,5 heures de TD** d'électronique en DEUG A MI: *Dipôles, Réseaux électriques, Charge-décharge d'un condensateur, Grandeurs sinusoïdales, Déphasage, Notation complexe, Puissances.*

▪ ATER (1999-2000) – ESINSA

⇒ **45 heures de TP** de logique combinatoire 1^{ère} année cycle préparatoire (*Les portes logiques de base, Circuits à trois états, Synthèse des fonctions logiques, Table de Karnaugh, Circuits arithmétiques, Système de calcul en complément à deux, Multiplexeurs/DMPX*)

⇒ **90 heures de TP** d'électronique 1^{ère} année cycle préparatoire. **Responsable de ce module.**

Présentation du matériel et notions de base, Théorèmes généraux: superposition, Thévenin, Norton, Circuit résonnant RLC, Filtres RC passe-haut et passe-bas, Circuits RC: Té ponté, Double Té, Pont de Wien, Caractéristiques et applications des diodes, Caractéristique d'un transistor, Utilisation du transistor en commutation et en amplification.

⇒ **98 heures de TP** d'électronique 1^{ère} année du cycle Ingénieur. **Responsable de ce module.**

Amplificateur différentiel, Oscillateurs à pont de Wien, Applications de l'amplificateur opérationnel, Filtres actifs du second ordre, Réflectométrie, Circuits à deux états, Paramètres du transistor aux fréquences élevées, Régulateurs à transistors, Analyse spectrale de signaux par FFT, Analyseur de réseau et lignes hyperfréquences.

⇒ **60 heures de TP** d'atelier électronique en 1^{ère} année du cycle Ingénieur

Réalisation d'un testeur de batterie: stabilisation par diode Zener, utilisation de circuits, comparateur de tension, affichage par LED. Réalisation d'un thermomètre (0-50°C) à affichage numérique: capteur de température, carte horloge, circuit logique programmable, convertisseur numérique analogique, afficheurs 7 segments.

⇒ **Encadrement d'un projet ingénieur** en partenariat avec Thomson Microsonics (2^{ième} année du cycle Ingénieur), *Accordage de filtres à ondes de surface (SAW).*

▪ Maître de Conférences (depuis 2002) – ESINSA puis Polytech’Nice Sophia-Antipolis

Depuis 2002, j’interviens dans les domaines de l’électronique analogique, la microélectronique, des télécommunications, des ondes électromagnétiques, des antennes, des circuits hyperfréquences, de la simulation assistée sous ordinateur.

Ondes électromagnétiques (Cours 22 ,5 heures ; TD 22,5 heures x3 groupes) Responsable de ce module:

Module EP1E21E2 équivalent à 4 crédits ECTS (1^{ère} année du cycle Ingénieur). *Propagation des ondes électromagnétiques, Ondes électromag. planes, Lignes de transmission.*

Electronique (TP 150 heures) : Module EP1E20TP équivalent à 3 crédits ECTS (1^{ère} année du cycle Ingénieur). *Amplificateur à transistors, Amplificateur différentiel, Lignes HF, Réflectométrie, Circuits à deux états, FFT, Filtres actifs, Régulateurs, Circuits à amplificateurs opérationnels, Oscillateurs. J’ai été responsable de ce module de 2002 à 2005.*

Electronique RF (TP 90 heures) : Module EP2E31TP équivalent à 3 crédits ECTS (2^{ème} année du cycle Ingénieur). *Alimentation à découpage, Boucle à verrouillage de Phase (PLL), Amplificateur sélectif, Amplificateur symétrique classe A, Antennes, Circuits intégrés analogiques programmables (FPPA) : filtrage, Circuits intégrés analogiques programmables (FPPA) : modulation, Transmission numérique, Modulation d’amplitude, Modulation de fréquence. J’ai été responsable de ce module de 2002 à 2004. Je n’effectue plus cet enseignement depuis 2004.*

Antennes et liaisons hertziennes (Cours 15 heures ; TD 15 heures) Responsable de ce module: Module EP2E48AC à 3 crédits ECTS (2^{ème} année du cycle Ingénieur, option Télécommunications et Réseaux). *Introduction aux antennes, le rayonnement électromagnétique, antennes en émission, antennes en réception, simulation d’antennes, mesures d’antennes.*

CAO Hyperfréquences (TP 18 heures) Responsable de ce module: Module EP3ETR12 équivalent à 3 crédits ECTS (3^{ème} année du cycle Ingénieur, option Télécommunications et Réseaux). *CAO des circuits passifs microruban : filtres, diviseurs, déphaseur, CAO des circuits actifs : mélangeur GSM (2002-2006). Depuis 2007, Simulations DC, AC, S-Parameters, Harmonic Balance, Simulations Systèmes, Initiation à Ptolemy.*

TP Télécoms (TP 18 heures) : Module EP3ETR12 équivalent à 3 crédits ECTS (3^{ème} année du cycle Ingénieur, option Télécommunications et Réseaux). *Modulations Delta, Antennes, Modulations numériques de base ASK, PSK, FSK, Modulations vectorielles complexes, Codes en lignes RZ, NRZ, AMI et HDB3, Circuits HF. J’ai été responsable de ce module de 2002 à 2004. Je n’effectue plus cet enseignement depuis 2004.*

Mini-projet Télécoms : Conception d'un réseau WLAN (TP 40 heures dont 20 heures non encadrées) **Responsable de ce module:** Module équivalent à 4 crédits ECTS (3^{ème} année du cycle Ingénieur, option Télécommunications et Réseaux). *Conception des différents circuits depuis la bande de base jusqu'à l'antenne avec HP-ADS, Test.*

CAO Microélectronique (TP 15 heures x 2 Options) **Responsable de ce module:** Module EP3EMI14 équivalent à 2 crédits ECTS (3^{ème} année du cycle Ingénieur, option Télécommunications et Réseaux et option Conception des Circuits et Systèmes). *Initiation au logiciel de CAO Spectre RF. Miniprojet : conception d'un LNA.*

Projet Circuits mixtes (TP/Projet 66 heures) : Module EP3EMI9 équivalent à 4 crédits ECTS (3^{ème} année du cycle Ingénieur, option Conception des Circuits et Systèmes). *Réalisation d'un Convertisseur Analogique Numérique 4bits en techno AMS 0,35µm.* Je n'effectue plus cet enseignement depuis 2005.

▪ **Master Recherche STIC option Télécom RF et Microélectronique, UNSA**

CAO Microélectronique (TP 15 heures) **Responsable de ce module:** *Initiation au logiciel de CAO Spectre RF. Mini-projet : conception d'un LNA.*

Microélectronique RF (Cours 15 heures) **Responsable de ce module:** *Architectures fonctionnelles émetteurs-récepteurs. Evolution des technologies.* Je n'effectue plus ce cours depuis 2006.

▪ **Dernière Année d'Ecole d'Ingénieur par apprentissage (ITTI), UNSA**

CAO Hyperfréquences (TP 20 heures) **Responsable de ce module:** *CAO des circuits passifs microruban : filtres, diviseurs, déphaseur, CAO des circuits actifs : mélangeur GSM (2002-2006). Depuis 2007, Simulations DC, AC, S-Parameters, Harmonic Balance, Simulations Systèmes, Ptolemy.*

3. RESPONSABILITES PEDAGOGIQUES & ADMINISTRATIVES

- **Membre élu de la commission de spécialistes 63^{ème} section de l'enseignement supérieur (CSE)** de l'université de Nice - Sophia Antipolis : Membre suppléant de 2002 à 2005, puis **Membre titulaire** et **Vice-président du collège B** depuis 2005
- **Responsable de l'accord ERASMUS** entre l'Université de Nice et l'Université de **Trondheim en Norvège** (NTNU) pour le département Electronique de Polytech'Nice-Sophia. Cet accord a récemment été **prolongé jusqu'en 2011**. Dans le cadre de cet accord, le Prof. Bjorn Larsen effectue une mission d'enseignement d'une semaine à Polytech'Nice-Sophia. J'ai également effectué le même type de mission d'enseignement au département Electronique et Télécommunications de l'Université de Trondheim (NTNU) en 2006.
Depuis 2005, chaque année, 2 à 3 étudiants Français s'expatrient dans le cadre de cet accord. Ils suivent le semestre d'automne de spécialisation au NTNU (dernière année du cursus). L'enseignement s'effectue la plupart du temps en Anglais. Trois spécialisations sont possibles "Traitement du Signal", "Microélectronique", "Télécommunications".
- **Co-Responsable de l'accord ERASMUS** entre l'Université de Nice et l'Université de **Varna en Bulgarie** pour le département Electronique de Polytech'Nice-Sophia (avec R. Staraj). J'ai supervisé le montage de cet accord ERASMUS suite à mes contacts "recherche" à l'Université de Varna. Cet accord a été signé pour les années **2007-2011**. Nous recevrons pour la première fois deux étudiants Bulgare pour une durée d'un an en 2008.
- A l'aide de mes contacts "recherche", je pense signer en 2008 un accord ERASMUS avec **l'Université de Gävle en Suède**. Cette Université est jumelée avec la prestigieuse Université de Stockholm KTH (Royal Institute).
- **Pôle CNFM (Centre National de Formation en Microélectronique) PACA**, site de Nice-Sophia Antipolis : je suis **responsable matériel et logiciel** de la salle dédiée à l'enseignement HP-ADS à Polytech'Nice Sophia-Antipolis
- **Co-Responsable** de l'organisation du cours "*Industrial Antennas*" niveau MASTER qui sera donné en 2009 à **Düsseldorf** dans le cadre **d'une action Marie Curie**.

4. ENCADREMENT DOCTORAL

4.1 - Encadrement de thèses – Thèses soutenues

[T1] Nom du diplômé : **Pascal CIAIS**

Titre de la thèse : **Antennes compactes pour terminaux mobiles multibandes**

Financement : Bourse MESR

Date début : **Oct. 2001** Date fin : **13 Décembre 2004** % encadrement : **33 %**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj 33 %, Georges Kossiavas 33%**

Jury de thèse : B. JECKO (IRCOM, Limoges), S. TOUTAIN (IREENA, Université de Nantes), C. PICHOT (CNRS-LEAT), R. STARAJ (LEAT-Université de Nice), G. KOSSIAVAS (LEAT-Université de Nice), P. BRACHAT (France Telecom R&D), A. PAPIERNIK (LEAT-Université de Nice), L. ROBERT (Alcatel Mobile Phone), M. MARTINEZ-VAZQUEZ (IMST), C. LUXEY (LEAT-Université de Nice).

Publications : **[R8], [R9], [R11], [C6], [C8], [C9], [C12], [CN5], [RC2], [RC3]**

Faits marquants: Les antennes conçues lors de la thèse de M. Pascal Ciais ont été proposées au concours de **l'antenne la plus petite et la plus efficace** en termes de rayonnement en 2007, concours organisé par ACE. L'une d'entre elle a remporté ce concours dans la catégorie bi et tri-bande.

Situation actuelle du diplômé : **Ingénieur au CEA-LETI**

[T2] Nom du diplômé : Patrice PANAIA

Titre de la thèse : Reconfiguration dynamique d'antennes pour partage de fonctions

Financement : Bourse MESR

Date début : Oct. 2002 Date fin : le 15 Décembre 2006 % encadrement : 40 %

Noms et % des co-encadrants : Robert Staraj 30 %, Gilles Jacquemod 30 %

Jury de thèse : P. BENECH (Univ. J. Fourier Grenoble), R. GILLARD (INSA Rennes), L. DUSSOPT (CEA-LETI), G. JACQUEMOD (LEAT-Université de Nice), C. LUXEY (LEAT-Université de Nice), R. STARAJ (LEAT-Université de Nice), S. TEDJINI (INP Grenoble).

Faits marquants: Durant sa thèse, M. Patrice Panaia a conçu les premières antennes reconfigurables à base de MEMS jamais réalisées au LEAT.

Publications : [R12], [C7], [C15], [C17], [C12], [CN5], [RC2], [RC3]

Situation actuelle du diplômé : Ingénieur Alcatel-Alenia Space Cannes

[T3] Nom du diplômé : Fabien FERRERO

Titre de la thèse : **Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées en directivité et polarisation**

Financement : Bourse MESR

Date début : **Oct. 2003** Date fin : **le 15 Octobre 2007** % encadrement : **40 %**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj 30 %, Gilles Jacquemod 30 %**

Jury de thèse : P. BENECH (Univ. J. Fourier Grenoble), C. PERSON (Telecom Bretagne), R. STARAJ (LEAT-Université de Nice), G. JACQUEMOD (LEAT-Université de Nice), C. LUXEY (LEAT-Université de Nice), Y. DEVAL (IMS Bordeaux), A. CATHELIN (ST Micro Grenoble) ; P. PONS (LAAS Toulouse).

Publications : **[R10], [R17], [CI5], [C30], [C28], [C23], [C22], [C14], [C13], [C10], [CN10], [CN7], [RC11], [RC6]**

Faits marquants: Fabien Ferrero a conçu les premiers MEMS du LEAT. Les premiers déphaseurs, antennes passives et antennes-réseaux intégrées sur *WAFER* Silicium ont également été conçus, fabriqués et mesurés lors de ses travaux de thèse.

Situation actuelle du diplômé : **ATER à Polytech'Nice Sophia-Antipolis**

[T4] Nom du diplômé : Aliou DIALLO

Titre de la thèse : Systèmes Multi-Antennes pour Diversité et MIMO

Financement : Bourse MESR

Date début : Oct. 2004 Date fin : le 28 Novembre 2007 % encadrement : 40 %

Noms et % des co-encadrants : Robert Staraj 30 %, Georges Kossiavas 30 %

Jury de thèse : X. BEGAUD (ENST Paris), A. SHARAIHA (IETR Rennes), R. STARAJ (LEAT-Université de Nice), G. KOSSIAVAS (LEAT-Université de Nice), C. LUXEY (LEAT-Université de Nice), P. BRACHAT (France Telecom R&D), C. PICHOT (LEAT-Université de Nice), A. SIBILLE (ENSTA), P. LE THUC (LEAT-Université de Nice)

Publications : [R23], [R20], [R19], [R18], [R15], [R14], [R13], [R11], [CI4], [CI3], [CI2], [C36], [C35], [C33], [C31], [C29], [C25], [C24], [C21], [C20], [C19], [C18], [C16], [CN8], [RC7].

Faits marquants: Lors de sa thèse, Aliou Diallo a su implémenter une technique dite de neutralisation qui avait été imaginée par ses encadrants. Cette technique permet très simplement d'isoler deux antennes lorsqu'elles sont positionnées de façon très proche comme cela est le cas dans un appareil nomade communiquant. Monsieur Diallo a ainsi obtenu trois distinctions scientifiques majeures :

- **Le prix Wheeler 2007 qui récompense la meilleure publication de l'année dans la revue *IEEE Transactions on Antennas and Propagations* (Revue R13)**
- **Le prix du meilleur papier de la Conférence EuCAP 2007 catégorie collaboration Européenne (Revue CI2 avec TTK Helsinki)**
- **Le prix du club EEA de la meilleure thèse française de l'année 2007 dans le domaine Electronique**

Situation actuelle du diplômé : Maître de Conférences à l'IUT GEII de Nice dès la rentrée 2008-2009

4.2 - Encadrement de thèses – Thèses à soutenir

[T5] Nom du futur diplômé : **Plamen ILIEV**

Titre de la thèse : **Conception et caractérisation d'antennes pour étiquettes RFID**

Financement : Bourse CIFRE avec la société ASK

Date début : **Janv. 2006** Date soutenance prévue : **12/2009** % encadrement : **30 %**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj 30 %, Philippe Le Thuc 40 %**

Publications : **[C34], [CN11]**.

Faits marquants: Développement d'antennes RFID innovantes fonctionnant à la fois en champ proche (fonctionnement de type couplage magnétique) et en champ lointain (fonctionnement de type propagation électromagnétique).

[T6] Nom de la future diplômée : **Anissa CHEBIHI**

Titre de la thèse : **Conception d'un système d'antennes MIMO utilisant la diversité d'espace pour améliorer les performances en réception**

Financement : Bourse MESR

Date début : **Nov. 2006** Date soutenance prévue : **Nov. 2009** % encadrement : **40 %**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj 30 %, Philippe Le Thuc 30 %**

Publications : **[R23], [C36], [C35], [CN9]**.

Faits marquants: Obtention des meilleures performances jamais réalisées (à notre connaissance) en termes de gain de diversité pour des antennes extrêmement rapprochées ($0.001 \lambda_0$) sur un téléphone portable UMTS. Implémentation d'une nouvelle technique pour neutraliser deux antennes PIFA sur un petit plan de masse sans lien direct entre les antennes.

[T7] Nom du futur diplômé : Sylvain RANVIER

Titre de la thèse : Radiowave Propagation and Antennas for very broadband mobile communications

Financement : Bourse Université Helsinki TKK signée en co-tutelle avec l'Université de Nice

Date début : Oct. 2006 Date soutenance prévue : Oct. 2009 % encadrement : 30 %

Noms et % des co-encadrants : Robert Staraj 30 %, Pertti Vainikainen 40 %

Publications : [R22], [R21], [C32], [C28], [C27], [C22]

Faits marquants: Sylvain Ranvier a conçu les premières antennes passives et antennes-réseaux intégrées sur Silicium jamais réalisées au LEAT. Il a également développé un système de mesure dédié à ce type d'antennes sur *Wafer* en bande millimétrique lorsqu'elles sont alimentées sous pointes RF (GSG). Ce système permet de mesurer les champs rayonnés sur quasiment toute la sphère 3D (système quasi-3D). A notre connaissance, il n'existe qu'un système permettant de réaliser ce type de mesures, à la NASA.

Sylvain Ranvier a appliqué la technique de neutralisation développée par Aliou Diallo aux antennes microruban de type patch. Il a également développé les équations théoriques associées.

[T8] Nom du futur diplômé : Stéphane TOURETTE

Titre de la thèse : Etude de l'association éléments rayonnants/capteurs SAW pour systèmes d'interrogation/réception passifs, dédiés à la télémessure en environnements difficiles

Financement : Bourse CIFRE avec la société SENSEOR

Date début : Janv. 2007 Date soutenance prévue : Janv. 2010 % encadrement : 30 %

Noms et % des co-encadrants : Robert Staraj 40 %, Philippe Le Thuc 30 %

Publications : pas de publications pour le moment

Faits marquants: Conception, fabrication et mesures de plusieurs classes d'antennes passives pour capteurs de température à ondes de surface (SAW). Distances d'interrogation obtenues de l'ordre de 10 mètres.

[T9] Nom du futur diplômé : **Michael JEANGEORGES**

Titre de la thèse : **Conception d'antennes intégrées au boîtier de type AiP (*Antenna in Package*)**

Financement : Bourse CIFRE avec la société INSIGHT SiP

Date début : **Oct. 2007** Date soutenance prévue : **Oct. 2010** % encadrement : **30 %**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj 40 %, Philippe Le Thuc 30 %**

Publications : **pas de publications pour le moment**

Faits marquants: Conception, fabrication et mesures de plusieurs d'antennes sur substrat LTCC (*Low Temperature Co-Fired Ceramics*) pour modules *Bluetooth*.

4.3 - Encadrement de stages DEA/Master Recherche

J'ai également participé à l'encadrement d'un étudiant du DEA 'Propagation, Télécommunications et Télédétection' et de sept étudiants du Master Recherche 'STIC – Option Télécommunications, Radio fréquences et Microélectronique'. Les informations relatives à ces stages d'initiation à la recherche sont détaillées ci-dessous.

[M1] Nom du Diplômé: **Aliou DIALLO**

Diplôme : **DEA Propagation, Télécommunications et Télédétection - UNSA**

Titre du stage : **Conception d'un dispositif de type *Wheeler Cap* permettant de mesurer l'efficacité des antennes de téléphonie mobile**

Date début: **Février 2004** Date fin: **Juillet 2004** % encadrement: **50%**

Nom et % du co-encadrant: **Georges KOSSIAVAS (50%)**

Situation actuelle : Maître de Conférences à l'IUT GEII de Nice (rentrée 2009-2010)

[M2] Nom du Diplômé: **Frédéric LEQUENNE**

Diplôme : **Master Recherche STIC, option Télécommunications RF et Micro électronique - UNSA**

Titre du stage : **Miniaturisation d'éléments rayonnants planaires à l'aide de techniques "métamatériaux"**

Date début: **Février 2005** Date fin: **Juillet 2005** % encadrement: **100%**

Situation actuelle du diplômé : Ingénieur dans le domaine médical

[M3] Nom du Diplômé: **Nordine DIF**

Diplôme : **Master Recherche STIC, option Télécommunications RF et Micro électronique - UNSA**

Titre du stage : **Modélisation d'antennes pour la téléphonie mobile par des modèles équivalents de type "circuits" sous HP-ADS. Application à la définition de règles de conception d'antennes miniatures efficaces**

Date début: **Février 2005** Date fin: **Juillet 2005** % encadrement: **50%**

Nom et % du co-encadrant: **Philippe LE THUC (50%)**

Situation actuelle du diplômé : ??

[M4] Nom du Diplômé: **Alexandre RABENANDRASANTSOA**

Diplôme : **Master Recherche STIC, option Télécommunications RF et Micro électronique - UNSA**

Titre du stage : **Conception d'un système d'antennes *MIMO WiFi* pour un terminal de type PDA**

Date début: **Février 2005** Date fin: **Juillet 2005** % encadrement: **100%**

Situation actuelle du diplômé : ??

[M5] Nom du Diplômé: **Thanh Mai VU**

Diplôme : **Master Recherche STIC, option Télécommunications RF et Micro électronique - UNSA**

Titre du stage : **Etude de dispositifs de type *Wheeler Cap* permettant de mesurer l'efficacité d'antennes électriquement petites**

Date début: **Février 2006** Date fin: **Juillet 2006** % encadrement: **100%**

Situation actuelle du diplômé : Bourse de thèse MESR au LAAS

[M6] Nom du Diplômé: **Ali CHAMI**

Diplôme : **Master Recherche STIC, option Télécommunications RF et Micro électronique - UNSA**

Titre du stage : **Conception d'antennes pour capteur biomédical**

Date début: **Février 2007** Date fin: **Juillet 2007** % encadrement: **100%**

Situation actuelle du diplômé : Bourse de thèse FT au LEAT

[M7] Nom du Diplômé: **Michael JEANGEORGES**

Diplôme : **Master Recherche STIC, option Télécommunications RF et Micro électronique - UNSA**

Titre du stage : **Conception d'antennes pour solution RF SIP**

Date début: **Février 2007** Date fin: **Juillet 2007** % encadrement: **100%**

Situation actuelle du diplômé : Bourse de thèse CIFRE au LEAT

[M8] Nom du Diplômé: **LY Tu Hoang Nam**

Diplôme : **Master Recherche STIC, option Télécommunications RF et Micro électronique - UNSA**

Titre du stage : ***Switch MEMS* pour Antennes Intégrées Actives**

Date début: **Février 2008** Date fin: **Juillet 2008** % encadrement: **50%**

Nom et % du co-encadrant: **Gilles JACQUEMOD (50%)**

Situation actuelle du diplômé : ??

5. PUBLICATIONS

REVUES INTERNATIONALES AVEC COMITE DE LECTURE

- [R23] A. CHEBIHI, C. LUXEY, A. DIALLO, P. LE THUC, R. STARAJ
"A Novel Isolation Technique for Closely Spaced PIFAs for UMTS Mobile Phones".
IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, accepted for publication.
- [R22] S. RANVIER, M. KYRO, C. ICHELN, C. LUXEY, R. STARAJ, P. VAINIKAINEN
"Compact 3-D On-Wafer Radiation Pattern Measurement System for 60 GHz Antennas".
Microwave and Optical Technology Letters, accepted for publication in **the February 2009 issue**.
- [R21] S. RANVIER, S. DUDOROV, M. KYRO, C. ICHELN, C. LUXEY, C. ICHELN, R. STARAJ, P. VAINIKAINEN
"Low Cost Planar Omnidirectional Antenna for Mm-Wave Applications".
IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, accepted for publication.
- [R20] A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Diversity performance of multi-antenna systems for UMTS cellular phones in different propagation environments".
International Journal on Antennas and Propagation (IJAP), vol. 2008, Article ID 836050, 10 pages, **2008**.
doi:10.1155/2008/836050
<http://www.hindawi.com/GetArticle.aspx?doi=10.1155/2008/836050>
- [R19] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Enhanced two-antenna structures for UMTS diversity terminals".
IET Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 2, n. 1, pp. 93-101, **February 2008**.
- [R18] A. DIALLO, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL
"Diversity characterization of optimized two-antenna systems for UMTS handsets".
EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, vol. **2007**, Article ID 37574, 9 pages,
doi:10.1155/2007/37574, <http://www.hindawi.com/GetArticle.aspx?doi=10.1155/2007/37574>
- [R17] F. FERRERO, C. LUXEY, R. STARAJ, G. JACQUEMOD, V. FUSCO
"Compact quasi-lumped hybrid coupler tunable over a large frequency band".
Electronics Letters, vol. 43, n. 19, pp. 1030-1031, **13th September 2007**.
- [R16] C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ
"A survey of antenna's miniaturization techniques developed at the University of Nice".
Frequenz, 3-4/2007, vol. 61, pp. 64-77, **March/April 2007**.
- [R15] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"An efficient two-port antenna-system for GSM/DCS/UMTS multi-mode mobile phones".
Electronics Letters, vol. 43, n. 7, pp. 369-370, **29th March 2007**.
- [R14] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Reduction of the mutual coupling between two planar inverted-F antennas working in close radiocommunication standards".
Automatika Journal for Control, Measurements, Electronics, Computing & Communications, vol.47, n. 3-4, p. 113-120, **2006**.

- [R13] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Study and Reduction of the Mutual Coupling between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands".
IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Part.1, vol. 54, n. 11, pp. 3063-3074, **November 2006, Wheeler Prize 2007.**
- [R12] P. PANAIĆ, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, L. PETIT, L. DUSSOPT
 "Multistandard Reconfigurable pifa Antenna".
Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, n.10, pp.1975-1977, **October 2006.**
- [R11] P. CIAIS, C. LUXEY, A. DIALLO, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Pentaband internal antenna for handset communication devices".
Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, n.8, pp.1509-1512, **August 2006.**
- [R10] F. FERRERO, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ
 "Dual-band Circularly Polarized Microstrip Antenna for Satellite Applications".
IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.4, pp. 13-15, **January 2005.**
- [R9] P. CIAIS, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, C. LUXEY
 "Compact Internal Multiband Antenna for Mobile Phone and WLAN Standards".
Electronics Letters, vol. 40, n. 15, **22th July 2004.**
- [R8] P. CIAIS, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, C. LUXEY
 "Design of an Internal Quad-Band Antenna for Mobile Phones".
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 14, n. 4, pp. 148-150, **April 2004.**
- [R7] J.-M.CARRERE, R.STARAJ, G.KOSSIAVAS, H.LEGAY, G.CAILLE, C.LUXEY, J.BARO
 "Conception d'une Antenne Bibande-Larges Bandes pour la Téléphonie Mobile".
Annales des Télécommunications, 57.11-12, pp. 1019-1035, **2002.**
- [R6] C. LUXEY, J.-M. LAHEURTE
 "Effect of a reactive loading in microstrip leaky wave antennas".
Electronics Letters, vol. 36, n.15, pp.1259-1260, **20th July, 2000.**
- [R5] C. LUXEY, L. DUSSOPT, J.-L. LE SONN, J.-M. LAHEURTE
 "Dual-frequency operation of a CPW-fed antenna controlled by pin diodes".
Electronics Letters, vol. 36, n.1, pp. 2-3, **6th January 2000.**
- [R4] C. LUXEY, J.-M. LAHEURTE
 "A retrodirective transponder with polarization duplexing dedicated short-range communications".
IEEE Trans. on Microwave Theory & Techniques, vol.47, n.9, Part.2, p.1910-1915, **Sept. 1999.**
- [R3] C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, J.-M. LAHEURTE
 "X-Band Antenna-Mixers based on striped patch antennas excited by folded-slots".
Microwave and Optical Technology Letters, vol. 20, n. 5, pp. 333-336, **5th March, 1999.**
- [R2] C. LUXEY, J.-M. LAHEURTE
 "Dual-beam array of microstrip leaky-wave antennas".
Electronics Letters, vol.34, n.11, pp. 1041-1042, **May 1998.**
- [R1] C. LUXEY, J.-M. LAHEURTE
 "Simple design of dual-beam leaky-wave antennas in microstrips".
IEE Proc. Microwaves Antennas and Propagation (Part.H), vol.144, n.6, pp.397-402, **Dec. 1997.**

OUVRAGES ET CHAPITRES DANS DES OUVRAGES

[O4] C. LUXEY

"New Technological Solutions for Small Antennas: LTCC, Metamaterials, Liquid Crystals".

Chapitre n° 12 d'un livre intitulé "Handbook on Small Antennas. PartII: Applications and Technologies" par L. Joffre et M. Martinez-Vazquez. A paraître en **2009**.

[O3] P. HALL, C. LUXEY

"Developments in Active integrated antennas".

Chapitre n° 6 d'un livre intitulé "Handbook on Small Antennas. Part I : Theory and Design" par L. Joffre et M. Martinez-Vazquez. A paraître en **2009**.

[O2] C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, A. PAPIERNIK

"Antennes imprimées. Techniques et domaines d'applications".

Fascicule E3311. Editions des **Techniques de l'Ingénieur**, Série Electronique, **2007**.

[O1] C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, A. PAPIERNIK

"Antennes imprimées. Bases et principe".

Fascicule E3310. Editions des **Techniques de l'Ingénieur**, Série Electronique, **2007**.

CONFERENCES INVITEES

[CI6] Y. LI, C. LUXEY, B. DERAT, D. PASQUET, J-C. BOLOMEY

"Comparison between matching circuits and parasitic patches to enlarge the bandwidth of a mobile phone".

Proc. International Symposium on Antennas & Propagation (**ISAP 2008**), 27-30 Oct. **2008**, Taipei, Taiwan.

[CI5] F. FERRERO, C. LUXEY, R. STARAJ, G. JACQUEMOD, V. FUSCO

"Linearly-Polarized tunable Antenna".

Proc. European Conf. Antennas & Propagation (**EuCAP 2007**), 11-16 Nov. **2007**, Edinburgh, UK.

[CI4] M. V. VU THANH, A. DIALLO, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS

"Optimization of the size and the shape of a wheeler cap for mobile phone antenna efficiency measurements".

Proc. European Conf. Antennas & Propagation (**EuCAP 2007**), 11-16 Nov. **2007**, Edinburgh, UK.

[CI3] R. SERRANO, A. DIALLO, S. CAPDEVILA, S. BLANCH, J. ROMEU, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, L. JOFRE

"Optimal Multiantenna structures for maximum capacity in wireless compact systems".

Proc. European Conf. Antennas & Propagation (**EuCAP 2007**), 11-16 Nov. **2007**, Edinburgh, UK.

[CI2] A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, P. SUVIKUNNAS, M. MUSTONEN, P. VAINIKAINEN

"Channel Capacity Evaluation of UMTS Multi-Antenna Systems in Indoor and Outdoor Environments".

Proc. European Conference on Antennas and Propagation (**EuCAP 2007**), 11-16 November **2007**, Edinburgh, UK. **Best paper award (Best European Collaboration)**.

[CI1] C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, A. PAPIERNIK

"20 Years of passive and active printed antenna researches at the University of Nice"

Proc. 1st European Conference on Antennas & Propagation (**EuCAP2006**), 6-10 November **2006**, Nice, France. ISBN 92-9092-937-5, ISSN 1609-042X. Session 2A6, p.38.

CONGRES INTERNATIONAUX AVEC COMITE DE LECTURE ET ACTES

[C37] G. COLLIN, A. CHAMI, C. LUXEY, P. LETHUC, R. STARAJ

"Human Implanted Spiral Antenna for a 2.45GHz Wireless Temperature and Pressure SAW Sensor System".
Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (**APS 2008**), San Diego, July 5-11;
2008. Présentation orale G. Collin.

[C36] A. CHEBIHI, D. NYBERG, A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ

"User's head and hand influence on the diversity performance of neutralized two-antenna systems for UMTS handsets".

Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (**APS 2008**), San Diego, July 5-11;
2008. Présentation orale A. Chebihi.

[C35] A. CHEBIHI, A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ

"Optimization of the neutralization technique to enhance the diversity performance of a two antenna system for UMTS mobile phones".

Proc. International Workshop on Antenna Technology 2008 (**IWAT08**), 4-6th March **2008**, Chiba, Japan.
Présentation poster C. Luxey.

[C34] P. ILIEV, P. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ

"Antenna Design Method for RFID Tags",

Proc. IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (**ICECS 2007**), Marrakech, Maroc,
December 11-14, **2007**. Présentation orale P. Iliev.

[C33] A. DIALLO, C. LUXEY

"Estimation of the diversity performance of several two-antenna systems in different propagation environments".

Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (**APS 2007**), Honolulu, HI, USA, 10-17 June, **2007**. Présentation poster A. Diallo.

[C32] S. RANVIER, C. LUXEY, P. SUVIKUNNAS, R. STARAJ, P. VAINIKAINEN

"Capacity Enhancement by Increasing Both Mutual Coupling and Efficiency: a Novel Approach". Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (**APS 2007**), Honolulu, HI, USA, 10-17 June, **2007**. Présentation orale R. Staraj.

[C31] A. DIALLO, C. LUXEY, P. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL

"MIMO performance of enhanced UMTS four-antenna structures for mobile phones in the presence of the user's head".

Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (**APS 2007**), Honolulu, HI, USA, 10-17 June, **2007**. Présentation orale C. Luxey.

[C30] F. FERRERO, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, V. FUSCO

"Polarisation-Reconfigurable Patch Antenna".

Proc Int. Workshop on Antenna Tech. 2007 (**IWAT07**), "Small and Smart Antennas, Metamaterials and Applications", 21st-23rd March **2007**, Cambridge, U.K. Présentation orale F. Ferrero.

[C29] A. DIALLO, C. LUXEY, P. LETHUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, FRANZEN, KILDAL

"Evaluation of the performances of several four-antenna systems in a reverberation chamber".

Proc Int. Workshop on Antenna Tech. 2007 (**IWAT07**), "Small and Smart Antennas, Metamaterials and Applications", 21st-23rd March **2007**, Cambridge, U.K. Présentation orale C. Luxey.

- [C28] F. FERRERO, S. RANVIER, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, C. ICHELN, P. VAINIKAINEN
 "Integrated MM-Wave MIMO Antenna with Directional Diversity using MEMS Technology". Proc. IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (**ICECS 2006**), Nice, France, December 10-13, **2006**. Présentation orale F. Ferrero.
- [C27] S. RANVIER, C. LUXEY, R. STARAJ, P. VAINIKAINEN, C. ICHELN
 "Mutual coupling reduction for patch antenna array".
 Proc. 1st European Conf. on Antennas & Propag. (**EuCAP2006**), 6-10 Nov. **2006**, Nice, France. ISBN 92-9092-937-5, ISSN 1609-042X. Session 1PA1, p. 180. Présentation poster C. Luxey.
- [C26] C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, A. PAPIERNIK
 "A survey of small antennas designs at the LEAT".
 Proc. 1st European Conf. on Antennas & Prop. (**EuCAP2006**), 6-10 Nov. **2006**, Nice, France. ISBN 92-9092-937-5, ISSN 1609-042X. Session 1PA1, p. 303. Présentation poster C. Luxey.
- [C25] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Enhanced Diversity Antennas for UMTS Handsets".
 Proc. 1st European Conf. on Antennas & Propagation (**EuCAP2006**), 6-10 November **2006**, Nice, France. ISBN 92-9092-937-5, ISSN 1609-042X. Session 4A4, p. 98. Présentation orale C. Luxey.
- [C24] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL
 "Reverberation chamber evaluation of multi-antenna handsets having low mutual coupling and high efficiencies".
 Proc. 1st European Conf. on Antennas & Propagation (**EuCAP2006**), 6-10 November **2006**, Nice, France. ISBN 92-9092-937-5, ISSN 1609-042X. Session 4A4, p. 98. Présentation orale A. Diallo.
- [C23] F. FERRERO, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, V. FUSCO
 "A Reconfigurable Hybrid Coupler Circuit For Agile Polarisation Antenna".
 Proc. 1st European Conf. on Antennas & Propag. (**EuCAP2006**), 6-10 Nov. **2006**, Nice, France. ISBN 92-9092-937-5, ISSN 1609-042X. Session 1PA1, p. 279. Présentation poster F. Ferrero.
- [C22] S. RANVIER, F. FERRERO, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, C. ICHELN, P. VAINIKAINEN
 "Integrated MIMO Antenna with Directional Diversity in the 60 GHz Band".
 Proc. International Symposium Sophia Antipolis forum of MicroElectronics (**SAME 2006**), Sophia-antipolis, France, October 4-5, **2006**. Présentation poster F. Ferrero.
- [C21] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Control of Mutual Coupling between two closely spaced DCS and UMTS mobile phone PIFAs".
 Proc. Loughborough Antennas & Prop. Conf. (**LAPC 2006**), Loughborough, UK, April 11-12, **2006**. Présentation poster C. Luxey.
- [C20] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Enhancement of the isolation between two closely spaced mobile phone internal antennas by a neutralization effect".
 Proc 22nd International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (**ACES 2006**), Miami, Florida, March 12-16, **2006**. Présentation orale C. Luxey.
- [C19] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Optimization of the total efficiencies of two PIFAs on the same PCB operating in close frequency bands".
 Proc. IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials (**IWAT 2006**), New York City, USA, March 6-8, **2006**. Présentation orale C. Luxey.

- [C18] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Reduction of the Mutual Coupling Between Two Planar Inverted-F Antennas Working in Close Radiocommunication Standards".
 Proc. 18th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications (**ICECom 2005**), Dubrovnik, Croatia, October 10-12, **2005**. Présentation orale C. Luxey.
- [C17] L. PETIT, P. PANAIÁ, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, L. DUSSOPT, J.-M. LAHEURTE
 "MEMS Switched Reconfigurable Antennas".
 Proc. **MEMSWAVE05**, Lausanne, Suisse, June 23-24, **2005**. Présentation orale L. Dussopt.
- [C16] A. DIALLO, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, A. SHARAIHA, P. BESNIER, A. CHOUSSEAUD, Y. MAHE, S. TOUTAIN, B. DERAT, C. DELAVEAUD, L. ROBERT, J. CARLSSON, P.-S. KILDAL, Ch. ORLENIUS, O. LITSCHKE
 "Comparison of efficiency measurement methods for small antennas".
 Proc. International Symposium on Antennas Technology and Applied Electromagnetics (**ANTEM 05**), Saint Malo, France, June 15-17, **2005**, pp. 438-439. Présentation orale C. Luxey.
- [C15] P. PANAIÁ, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, L. DUSSOPT
 "Multistandard PIFA Antenna".
 Proc. International Symposium on Antennas Technology and Applied Electromagnetics (**ANTEM 05**), Saint Malo, France, June 15-17, **2005**, pp. 248-249. Présentation orale P. Panaia.
- [C14] F. FERRERO, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, V. FUSCO "Reconfigurable phased-arrays based on hybrid couplers in reflection mode".
 Proc. International Symposium on Antennas Technology and Applied Electromagnetics (**ANTEM 05**), Saint Malo, France, June 15-17, **2005**, pp. 244-245. Présentation orale R. Staraj.
- [C13] C. LUXEY, F. FERRERO, G. JACQUEMOD, R. STARAJ
 "Circularly Polarized Dual-Band Microstrip Antenna".
 Proc. IEEE/**ACES05** International Conf. on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, Honolulu, Hawaii, USA, April 3-7, **2005**. Présentation orale C. Luxey.
- [C12] C. LUXEY, P. CIAIS, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ
 "Built-in Multiband Antennas for Mobile Phone and WLAN Standards".
 Proc. IEEE/**ACES05** International Conf. on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, Honolulu, Hawaii, USA, April 3-7, **2005**. Présentation orale C. Luxey.
- [C11] C. LUXEY, G. KOSSIAVAS
 "Comparison of Different Small Antennas Efficiency Measurement Methods".
 Proc. Journées Internationales de Nice sur les Antennes (**JINA 2004**), Workshop "Small Antennas", Parallel session ACE-AS CNRS N°167, 10 Novembre, **2004**. Présentation orale C. Luxey.
- [C10] F. FERRERO, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ
 "Circularly polarized dual-band microstrip antenna".
 Proc. Journées Internationales de Nice sur les Antennes (**JINA 2004**), Nice, France, 8-10 Novembre, **2004**, pp. 472-473. Présentation poster F. Ferrero.
- [C9] P. CIAIS, C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Internal Multiband Antennas for Mobile Phone and WLAN Standards".
 Proc. Journées Internationales de Nice sur les Antennes (**JINA 2004**), Nice, France, 8-10 Novembre, **2004**, pp. 442-443. Présentation poster P. Ciais.

- [C8] P. CIAIS, C. LUXEY, A. DIALLO, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Design of Internal Multiband Antennas for Mobile Phone and WLAN Standards".
 Proc. Joint **COST 273/284** Workshop on Antennas and Related System Aspects in Wireless Communications, Göteborg, Sweden, 7-10 June, **2004**, pp. 147-152. Présentation orale C. Luxey.
- [C7] P. PANAI, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, F. VACHERAND, C. BILLARD, L. DUSSOPT
 "MEMS-Based Reconfigurable Antennas".
 Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE04), Ajaccio, France, May 4-7, 2004, pp. 175-180. Présentation orale P. Panaia.
- [C6] P. CIAIS, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, C. LUXEY
 "A Miniature Quadband Antenna For Mobile Communications".
 Proc. International Conference on Electromagnetics in Aerospace Applications (**ICEAA 03**), Turin, Italy, September 8-12, **2003**, pp. 75-77. Présentation orale P. Ciais.
- [C5] J.-M. CARRERE, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, H. LEGAY, G. CAILLE, C. LUXEY, J. BARO
 "Antenne bibande/large bande pour mobile 3ème génération".
 Proc. Journées Internationales de Nice sur les Antennes (**JINA 2002**), Nice, France, 12-14 Novembre, **2002**, vol. 2, pp. 161-164. Présentation poster JM. Carrere.
- [C4] C. LUXEY, L. DUSSOPT, J.-M. LAHEURTE
 "Active transponders for short-range communications between onboard units and roadside units".
 Proc. IEE **Colloquium on Antennas for Automotive Applications**, London, United Kingdom, March 10, **2000**, pp. 5/1-5/5. Présentation orale JM. Laheurte.
- [C3] C. LUXEY, J.-M. LAHEURTE
 "Single and dual-beam arrays of microstrip leaky-wave antennas".
 Proc. Journées Internationales de Nice sur les Antennes (**JINA 98**), Nice, France, 17-19 Novembre, **1998**, pp. 362-365. Présentation poster C. Luxey.
- [C2] C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, J.-M. LAHEURTE
 "Quasi-optical balanced mixers using gridded patch antennas excited by folded-slots".
 Proc. Journées Internationales de Nice sur les Antennes (**JINA 98**), Nice, France, 17-19 Novembre, **1998**, pp. 694-697. Présentation poster C. Luxey.
- [C1] C. LUXEY, J.-M. LAHEURTE, A. PAPIERNIK
 "Design of dual beam antennas in microstrip for automotive applications".
 Proc. 4th International Symposium on Antennas and EM Theory (**ISAE 97**), Xi'an, China, August 19-22, **1997**, pp. 460-463. Présentation orale A. Papiernik.

CONGRES NATIONAUX AVEC COMITE DE LECTURE ET ACTES

[CN11] P. ILIEV, R. STARAJ, C. LUXEY, Ph. LE THUC

"Méthode de conception et adaptation d'antennes pour étiquettes RFID UHF".

Journées Nationales Microondes **JNM2007**, 23-25 Mai **2007**, Toulouse, France. Présentation poster P. Iliev.

[CN10] F. FERRERO, C. LUXEY, R. STARAJ, G. JACQUEMOD, V. FUSCO

"Coupleur reconfigurable pour antenne à diversité de polarisation".

Journées Nationales Microondes **JNM2007**, 23-25 Mai **2007**, Toulouse, France. Prés. poster C. Luxey.

[CN9] A. CHEBIHI, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ

"Conception d'antennes compactes pour petits objets communicants".

Proc. Journées Nationales Microondes (**JNM2007**), 23-25 Mai **2007**, Toulouse, France, Paper 7E21.pdf.
Présentation poster A. Chebihi.

[CN8] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS

"Conception et analyse en diversité de systèmes multi-antennes pour téléphones mobiles UMTS". Proc.

Journées Nationales Microondes **JNM2007**, 23-25 Mai **2007**, Toulouse, France. Prés. orale A. Diallo.

[CN7] F. FERRERO, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, V. FUSCO, "Antennes réseaux à déphaseurs actifs".

Proc. 14èmes Journées Nationales Microondes (**JNM 2005**), Nantes, France, 11-13 Mai, **2005**. Paper 5E2_171.pdf. Présentation poster F. Ferrero.

[CN6] B. DERAT, C. DELAVEAUD, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS

"Comparaison des performances obtenues sur la simulation d'antennes électriquement petites". Proc.

14èmes Journées Nationales Microondes (**JNM 2005**), Nantes, France, 11-13 Mai, **2005**. Paper 4E9_436.pdf. Présentation poster C. Luxey.

[CN5] P. CIAIS, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, C. LUXEY

"Antenne miniature quadribande GSM/DCS/PCS/UMTS".

Proc. 13èmes Journées Nationales Microondes (**JNM 2003**), Lille, France, 21-23 Mai, **2003**, pp. 566-567.
Présentation poster C. Luxey.

[CN4] P. PANAI, R. STARAJ, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, G. JACQUEMOD

"Antenne pifa commutable à fente".

Proc. 13èmes Journées Nationales Microondes (**JNM 2003**), Lille, France, 21-23 Mai, **2003**, pp. 446-447.
Présentation orale P. Panaia.

[CN3] H. TOSI, J.-M. LAHEURTE, J.-L. DUBARD, C. LUXEY, L. DUSSOPT

"Antennes imprimées intégrant des fonctions de commutation".

Proc. 12èmes Journées Nationales Microondes (**JNM 2001**), Poitiers, France, 16-18 Mai, **2001**, p.4D-2 (2 pages). Présentation orale JM. Laheurte.

[CN2] C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, J.-M. LAHEURTE

"Transpondeur à duplexage de polarisation pour communications ITS à 5,8 GHz".

Proc. 11èmes Journées Nationales des Microondes (**JNM 99**), Arcachon, France, 5-7 Mai **1999**, p.6B2.
Présentation orale C. Luxey.

[CN1] C. LUXEY, J.-M. LAHEURTE

"Conception d'une antenne à ondes de fuite microruban à rayonnement double faisceau".

Proc. Journées Nationales Microondes (**JNM 97**), Saint Malo, France, 21-23 Mai, **1997**, p.188- 189.
Présentation orale C. Luxey.

RAPPORTS DE CONTRAT

[RC12] M. JEANGEORGES, P. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ

"Conceptions d'antennes pour solutions RF SiP".

Collaboration **LEAT-InSight SiP, Jan. 2008.**

[RC11] F. FERRERO, C. LUXEY

"Comparison of MEMS based antennas with antennas based on solid state components in collaboration with AMICOM NoE".

Collaboration **LEAT-Antenna Center of Excellence, Dec. 2007.**

[RC10] C. LUXEY

"Projet DEMAS".

Collaboration **LEAT-Antenna Center of Excellence, Dec. 2007.**

[RC9] S. TOURETTE, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ

"Simulations pour capteur de température dans un disjoncteur".

SENSEOR-TEMEX, Dec. 2006.

[RC8] S. TOURETTE, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ, J.-M. RIBERO

"Intégration d'éléments rayonnants de types imprimés sur des substrats de type verre".

Saint-Gobain, 2006.

[RC7] A. DIALLO, T.M. VU, G. KOSSIAVAS, C. LUXEY

"Conception d'un dispositif de type Wheeler Cap permettant de mesurer l'efficacité d'antennes électriquement petites".

Contrat **France Telecom R&D**. Lot 1 **Juin 2006**, Lot 2 **Novembre 2006.**

[RC6] F. FERRERO, C. LUXEY, R. STARAJ

"Antenne patch bi-bande à polarisation circulaire pour applications satellitaires".

Rapport final de contrat **Data Tools. Janvier 2005.**

[RC5] L. DUSSOPT, C. LUXEY

"Antennes reconfigurables à base de MEMS RF".

Rapport Intermédiaire de **collaboration avec le LETI. Novembre 2004.**

[RC4] P. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS

"Conception d'une Antenne Smile Commutable Quadribande".

Collaboration **Alcatel Business Systems Mobile Phone Division**, Lot n°1 **29 Sept. 2003**, Lot n°2 **17 Nov. 2003**, Lot n°3 **14 Janvier 2004**, Lot n°4 **Novembre 2004.**

[RC3] P. CIAIS, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, C. LUXEY, P. BRACHAT

"Antenne Multibande pour Terminaux de Télécommunications Portables (AMTTP)".

Contrat France Telecom R&D, Lot n°1, **Septembre 2003**. Lot n°2, **10 Février 2004.**

[RC2] P. CIAIS, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ, J. BARO, C. LUXEY

"Antennes Compactes pour Terminaux Multibandes".

Contrat ALCATEL, Lot n°1, **5 Avril 2001**, Lot n°2, **11 Mai 2001**, Lot n°3, **30 Mai 2001.**

[RC1] C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ, A. PAPIERNIK

"Antennes pour Terminaux Multinormes"

Contrat RNRT 1999, WAVECOM/THOMSON MICROELECTRONICS, ACCO, IRCOM/LEAT.

Impact Factor JCR 2007 des revues à publications

Nom de la revue	Impact Factor	Remarques
IEEE Trans. on Microwave Theory & Techniques	1.907	Classée N°30 mondiale dans la catégorie "Engineering, Electrical & Electronics"
Microwave and Wireless Components Letters	1.725	Classée N°38 mondiale dans la catégorie "Engineering, Electrical & Electronics"
IEEE Trans. on Antennas and Propagations	1.636	Classée N°8 mondiale dans la cat. "Telecommunications", N°1 dans la cat. "Antennes"
Electronics Letters	1.009	
IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters	0.896	Classée N°20 mondiale dans la cat. "Telecommunications"
Microwave and Optical Technology Letters	0.631	
EURASIP	0.619	
IEE Part H Microwave Antennas and Propagation	0.489	
Annales des telecommunications	0.206	
Frequenz	0.172	

Deuxième Partie

Mémoire HDR

Introduction

Dans les sociétés modernes, les habitudes d'accès à l'information ou à la connaissance sont devenues omniprésentes, les modes de communication qui en découlent aussi. Parmi les technologies et applications mises en jeu, nous pouvons ainsi nommer les réseaux mondiaux que constituent l'internet et la téléphonie mobile, la navigation, la localisation, la sécurité, la surveillance, les capteurs industriels et médicaux, la télévision et radio numérique etc... Il y a ainsi une volonté de plus en plus grande de posséder l'information à portée de main, d'échanger en permanence des données qui passe nécessairement par la possibilité d'une connectivité n'importe où et à n'importe quel moment. A très brève échéance, les professionnels (et même les particuliers) n'accepteront plus de ne pas pouvoir se connecter instantanément à leur messagerie d'entreprise et les jeunes trouveront normal de jouer en réseau sur le "net" pendant leur déplacement. Il existe donc une demande croissante non seulement en termes de plus grande couverture mais aussi en termes de meilleure capacité d'échanges de données et de meilleure qualité de service.

L'émergence de nouveaux matériaux, de nouveaux composants électroniques et la constante évolution de nouveaux procédés technologiques d'industrialisation ont permis la miniaturisation des fonctions électroniques en bande de base et en RF ce qui a entraîné une miniaturisation accrue des appareils nomades. Sont concernés les terminaux portatifs de téléphonie et les terminaux pour données de type *PDA*, les récepteurs GPS, les disques durs externes, les clés USB, les cadres et appareils photos numériques, les stylos et montres communicants, les tags *RFID*, les systèmes sans contact *NFC* etc... Les constructeurs continuent ainsi d'inventer de nouveaux produits et applications pour remplir ces besoins sociétaux et le processus peut surtout se décliner à l'infini car tout ce qui est petit et donc intrinsèquement mobile peut potentiellement devenir communicant. Il faut souligner que le développement de solutions techniques s'étant effectué différemment selon les pays et continents pour des raisons économiques, politiques et culturelles, différentes normes de communications doivent coexister. Par exemple, en téléphonie mobile, la norme *UMTS* a amorcé une convergence mais une grosse étape de transition est encore nécessaire (même si l'on peut avoir des doutes sur l'universalité d'un futur standard de communication en termes de protocole). Néanmoins, au sein d'un même pays, il existe de nombreux services et applications tels que le *DVB-T*, *Bluetooth*, *WLAN*, *GPS*, *WiMax*, *WiBro*, *ULB* etc... Il est ainsi très attractif pour un utilisateur de posséder un appareil nomade permettant l'utilisation de tout ou partie de ces services et concevoir un tel objet électronique est un challenge particulièrement ardu car de nombreux standards et protocoles de communications doivent co-exister de façon satisfaisante.

L'antenne étant un maillon indispensable dans un système de communication sans fil, elle devient de facto un élément fortement concerné dans la course à l'arsenal communicant miniaturisé de l'homme moderne. Ainsi de nombreuses contraintes et objectifs pèsent sur la partie antennaire pour obtenir un fonctionnement optimal. Cet élément doit ainsi satisfaire au processus de miniaturisation que peut subir un objet communicant. La tâche n'est pas aisée car la taille d'une antenne n'est pas "complètement" reliée

à la technologie utilisée mais est plutôt complètement déterminée par des lois physiques. L'aspect intégration et dissimulation est notamment requis pour l'esthétique de l'appareil nomade et sa fiabilité mécanique (*Antenne low-profile*). Une fonctionnalité telle que la reconfigurabilité est particulièrement appréciée si l'on peut maintenir des performances acceptables en termes d'efficacité et de bande passante. Une seule antenne est souvent requise pour fonctionner dans un ou plusieurs standards de télécommunications : des antennes multi-bandes ou larges bandes se doivent donc d'être développées. Cependant, pour augmenter la capacité du canal de transmission lors d'une communication sans fil, une solution consiste à augmenter le nombre d'éléments impliqués dans la liaison radiofréquence. Il faut ainsi noter que les techniques et systèmes multi-antennaires sont au cœur des futurs standards de communication tels que le *Long Term Evolution* (LTE ou encore 4G) ou bien la norme IEEE 802.16e (*WiMAX*). Il y a donc une forte demande pour de nouveaux concepts innovants et avancés de système antennaires ou multi-antennaires pouvant être utilisés à travers le monde. Ceci entraîne de nouveaux challenges en termes de conception. Dans ce processus, l'environnement d'utilisation qu'il soit *indoor* ou *outdoor* ne doit pas être négligé et peut-être faire parti de l'optimisation globale du "système" antenne. Ainsi, pour optimiser l'encombrement de petits objets communicants, intégrer les antennes au plus près de l'électronique de commande est une solution très attractive mais encore peu mature. Voilà pourquoi il est fortement d'actualité de rechercher une intégration sur la puce elle-même (*Antenna on Wafer*), dans ou sur son boîtier (*Antenna on Package* ou *Antenna in Package*) qu'il soit en plastique ou en céramique fritté (*LTCC*). Se tourner vers les fréquences millimétriques à 60 GHz est aussi très séduisant compte tenu de la bande passante disponible non allouée mais cette solution reste à réserver à des solutions *indoor* compte tenu de la forte absorption des ondes électromagnétique par l'oxygène à 60 GHz. Dans une telle démarche, si l'aspect conception demeure primordial et constitue le socle de toute solution antenne innovante, les aspects évaluation et validation par l'intermédiaire de moyens de caractérisations ne doivent absolument pas être négligés. Les techniques de mesures associées aux petits objets communicants sont très importantes et le sont d'autant plus si les antennes à caractériser sont électriquement petites. De nouvelles techniques de caractérisation rapides et précises doivent donc être développées voire inventées en accord avec ces nouveaux concepts. L'environnement d'utilisation comme les canaux de propagation n'échappe pas à une caractérisation. Elle peut être basée soit sur des modèles soit sur des mesures.

Les sections qui suivent décrivent mon activité de recherche depuis 1996 avec pour commencer une brève description de mon travail de thèse et des travaux effectués pendant l'année d'ATER. Je relate ensuite mes activités de recherche dans l'industrie dans les sociétés *Alcatel Mobile Phone division Colombes* puis *Alcatel Space Toulouse*. Enfin, les parties qui suivent résument mes différents travaux de recherche effectués au LEAT à travers les divers thèses et stages de MASTER que j'ai pu encadrer ou co-encadrer depuis mon recrutement en 2002. Elles concernent la conception et la caractérisation de solutions antennaires et multi-antennaires innovantes pour de petits objets communicants dans les deux équipes "Nouvelles antennes pour les télécommunications" et "Antennes actives intégrées et microélectronique RF". Ces recherches ont été effectuées dans le cadre du pôle de compétitivité mondial "Solutions Communicantes Sécurisées (SCS)".

1. Résumé des travaux effectués pendant ma thèse (1996-99)

J'ai effectué ma thèse au LEAT pendant trois années sous la direction du Professeur Albert Papiernik et la co-direction de Jean-Marc Laheurte. Mes travaux de thèse concernaient la conception de systèmes antennaires originaux pour des environnements de type automobile. Des antennes microrubans à ondes de fuite ont été développées comme antennes Janus de radar cinémétrique qui, lorsqu'ils sont placés sous un véhicule, permettent de mesurer précisément sa vitesse. Des mélangeurs quasi-optiques à diodes Schottky ont été conçus comme récepteurs intégrés faible coût lorsqu'ils sont positionnés à l'intérieur d'un véhicule. Enfin, des transpondeurs actifs à duplexage de polarisation ont été développés pour des communications ITS borne fixe/véhicule-vehicule à 5,8 GHz.

1.1 - Antennes microruban à ondes de fuite

Une antenne à ondes de fuite est une structure guidante où l'énergie est rayonnée au fur et à mesure de sa progression avec une directivité importante dans un plan et un dépointage de ce faisceau par simple excursion de fréquence. Pour des antennes à rayonnement simple faisceau, nous avons analysé les phénomènes physiques liés aux ondes de fuite et nous avons ainsi inventé un nouveau moyen d'alimentation par guide d'ondes coplanaire. Un modèle analytique simple et rapide qui rend compte du dépointage du faisceau rayonné en fonction de la fréquence a été développé et validé expérimentalement par plusieurs réalisations en bande C (Figures 1 à 3).

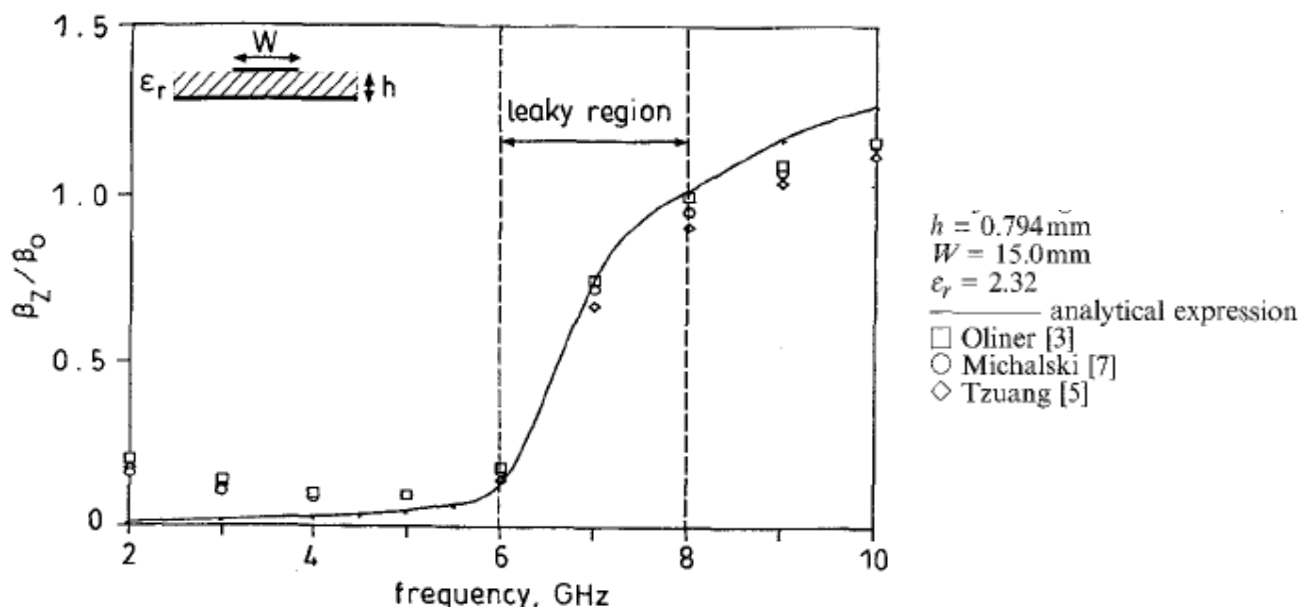


Fig. 1 : Dépendance en fréquence de la constante de phase normalisée pour le premier mode d'ordre supérieur TE_{01} de l'antenne à ondes de fuite microruban d'après [1]

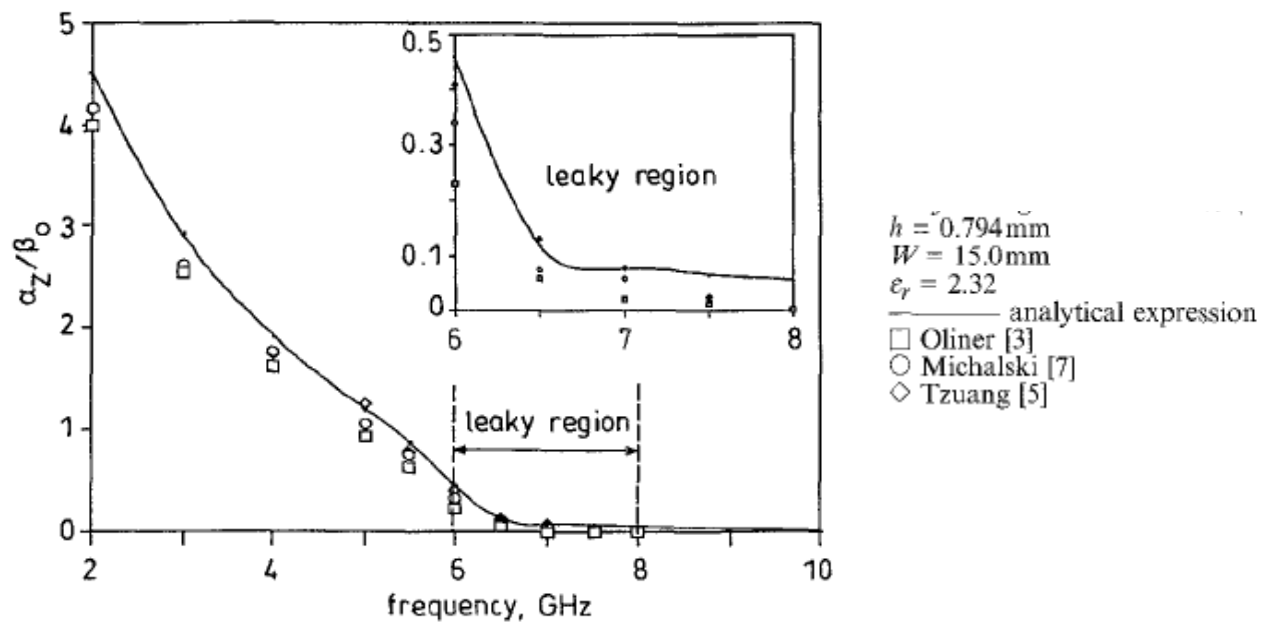


Fig. 2 : Dépendance en fréquence de la constante d'atténuation normalisée pour le premier mode d'ordre supérieur TE_{01} de l'antenne à ondes de fuite microruban d'après [1].
La zone d'ondes de fuite est zoomée dans la figure.

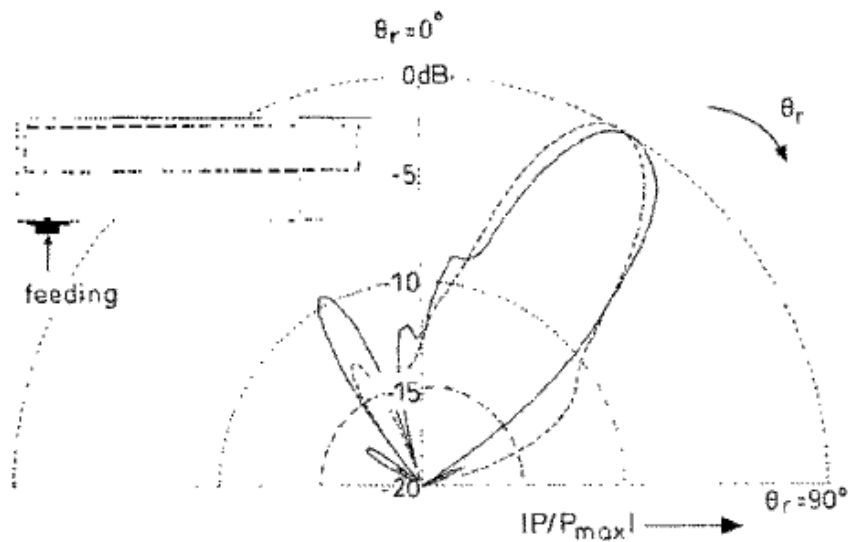


Fig. 3 : Diagramme de rayonnement plan H théorique (trait pointillé) et mesuré (trait plein) de l'antenne microruban à ondes de fuite excitée par un guide d'ondes coplanaire terminé par une fente en circuit ouvert à 6,7 GHz (d'après [1])

Le concept d'antennes mono-faisceau a été étendu **théoriquement et expérimentalement** au concept d'éléments rayonnant un double faisceau (Figure 4) mais aussi au concept d'antenne-réseau pour obtenir un diagramme de rayonnement de type "pinceau étroit" (Figure 5).

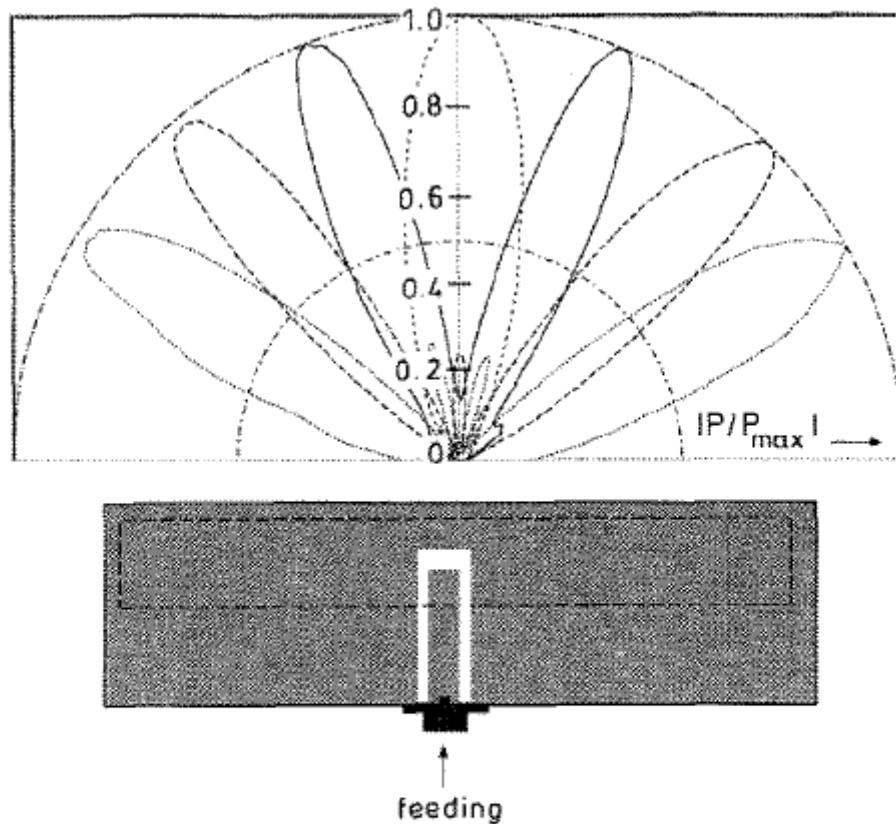


Fig. 4 : Diagramme de rayonnement plan H mesuré de l'antenne microruban à ondes de fuite excitée par un guide d'ondes coplanaire terminé par une fente en circuit ouvert pour plusieurs fréquences d'après [1]

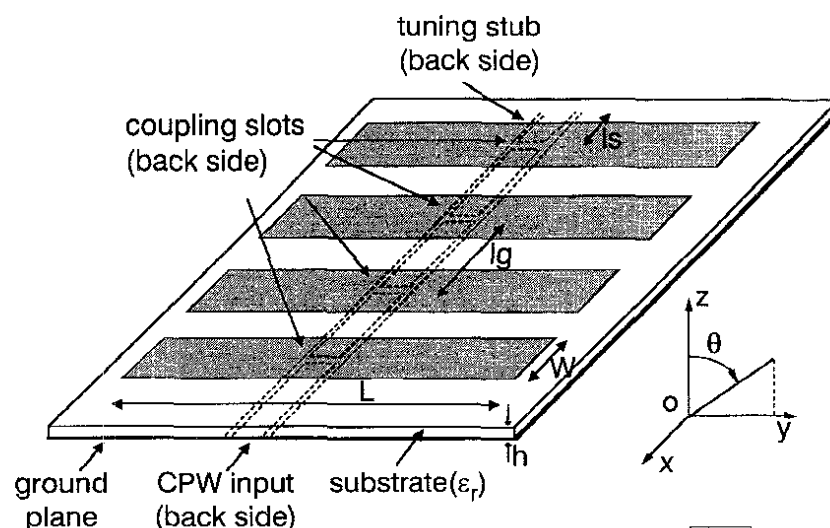


Fig. 5 : Antenne-réseau microruban à ondes de fuite à quatre éléments alimentés en série par fentes et guide d'ondes coplanaire d'après [2]

1.2 - Mélangeurs quasi-optiques

Un **mélangeur** utilisé en réception est un dispositif électronique qui, à l'aide de composants non linéaires, doit traduire un signal hyperfréquence RF en un signal basse fréquence FI. Dans les mélangeurs classiques, les signaux mis en jeu sont directement guidés sur leurs voies respectives par des lignes de transmission. Nous nous sommes intéressés à la technologie dite quasi-optique qui consiste à rapporter directement les composants actifs sur l'élément rayonnant : **la fonction "mélange" est ainsi intégrée à l'antenne**. Le point de départ a été l'utilisation d'une structure qui présente le désavantage de rayonner autant d'énergie du côté de sa face métallique supérieure que du côté de sa face substrat inférieure. J'ai donc du imaginer, modéliser et fabriquer une structure qui permettait de concentrer l'énergie rayonnée (ou reçue) dans un seul demi-plan et ainsi minimiser les parasites (Figures 6 et 7).

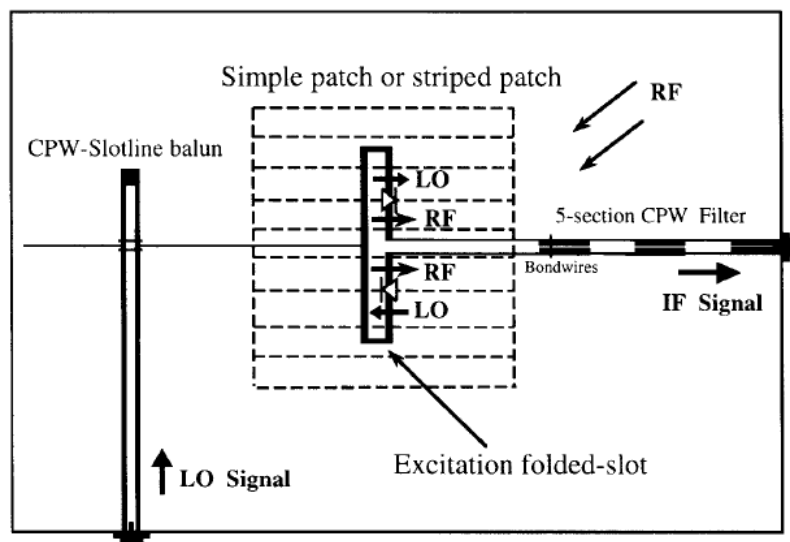


Fig. 6 : Masque du mélangeur quasi-optique à pavé microruban strié (d'après [3])

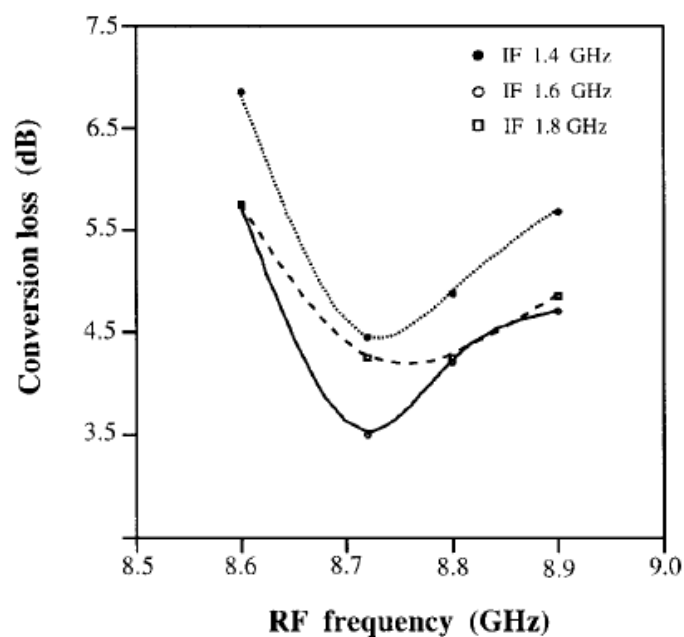


Fig. 7 : Pertes de conversion mesurées du mélangeur quasi-optique d'après [3]

1.3 - Transpondeurs rétro-directifs

Un **transpondeur** est un système, qui lorsqu'il est interrogé par une borne interrogatrice, permet l'identification à distance de personnes ou d'objets en lui renvoyant une réponse codée. Nous avons imaginé, modélisé et réalisé un transpondeur qui utilise une antenne à double polarisation (Figure 8) et un **oscillateur intégré à MESFET en technologie microruban**. Ce transpondeur utilise le signal incident pour verrouiller son oscillateur local et transmettre ainsi un signal stable et pur à polarisation orthogonale à celle reçue. Un des principaux avantages de cette structure réside dans le fait que l'oscillateur délivre une puissance de l'ordre d'une dizaine de mW même si le signal interrogateur est faible. Deux transpondeurs ont ensuite été combinés pour former un réseau rétrodirectif de Van Atta qui **peut renvoyer le signal incident dans la direction d'interrogation** (Figure 9). Ces systèmes ont pour applications les échanges de données entre des bornes placées sur le bord de la route et des transpondeurs sur véhicules.

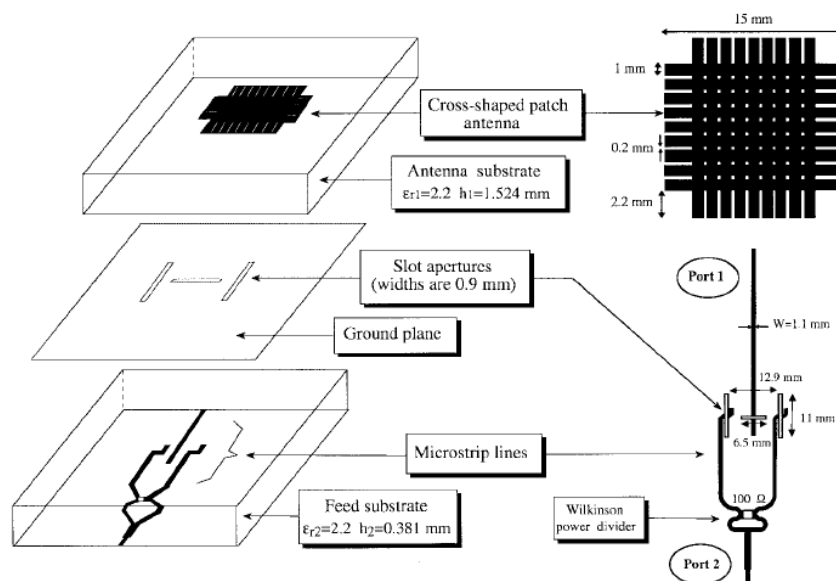


Fig. 8 : Antenne patch microruban striée à double polarisation pour les transpondeurs d'après [4]

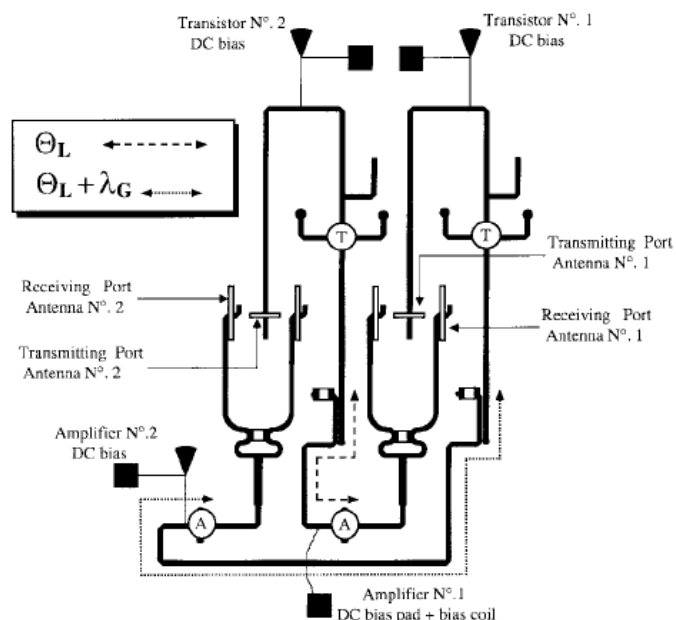


Fig. 9 : Masque du réseau rétrodirectif de Van Atta d'après [4]

2. Résumé des travaux menés en tant qu'ATER (1999-2000)

Les travaux effectués en thèse sur les antennes actives nous ont conduits à envisager la conception **d'antennes dont la fréquence est commandable** par simple excursion de tension continue. Pendant mon année **d'ATER**, nous avons donc imaginé et réalisé une antenne pavé microruban associée à deux diodes PIN reconfigurables pour rayonner à deux fréquences distinctes (modulation FSK). L'originalité de ce travail consiste à altérer électriquement l'excitation de l'élément rayonnant et non pas l'élément rayonnant lui-même ce qui réduit considérablement le coût et la simplicité du circuit de polarisation (Figures 10 et 11).

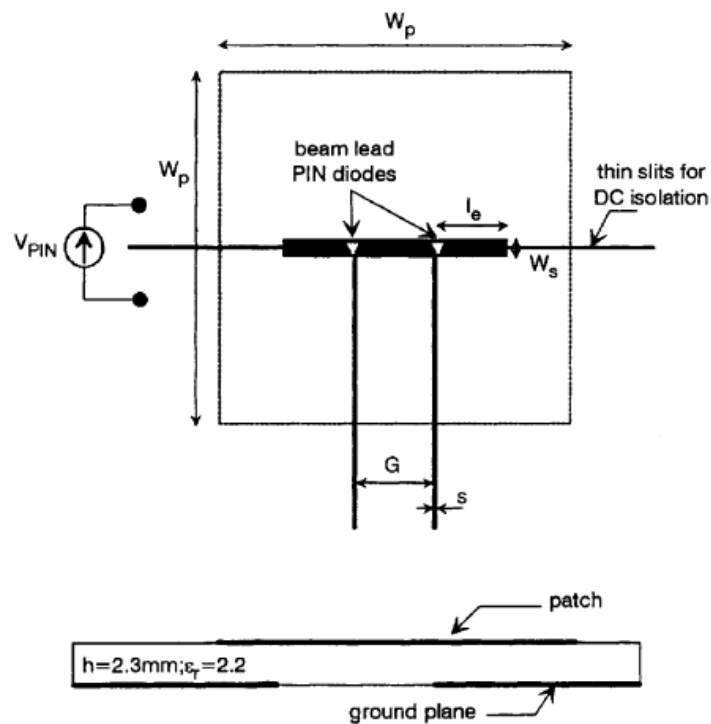


Fig. 10 : Masque de l'antenne reconfigurable en fréquence par diodes PIN d'après [5]

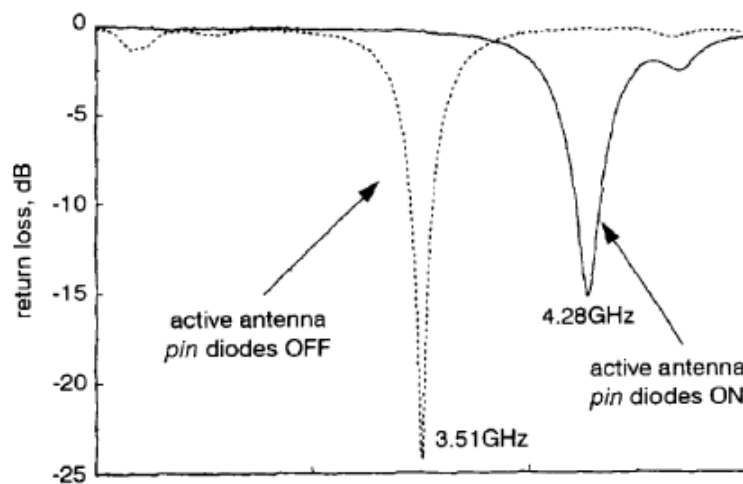


Fig. 11 : Module du coefficient de réflexion mesuré de l'antenne présentée en Fig. 10 d'après [5]. Les diodes PIN sont activées (trait plein), les diodes PIN sont désactivées (trait pointillé).

Nous avons aussi appliqué ce concept aux antennes microruban à ondes de fuite étudiées précédemment. Nous avons ainsi pu modifier artificiellement la "largeur" de l'antenne pour pouvoir **contrôler de façon continue et/ou discrète la direction de pointage du faisceau rayonné (Figure 12).**

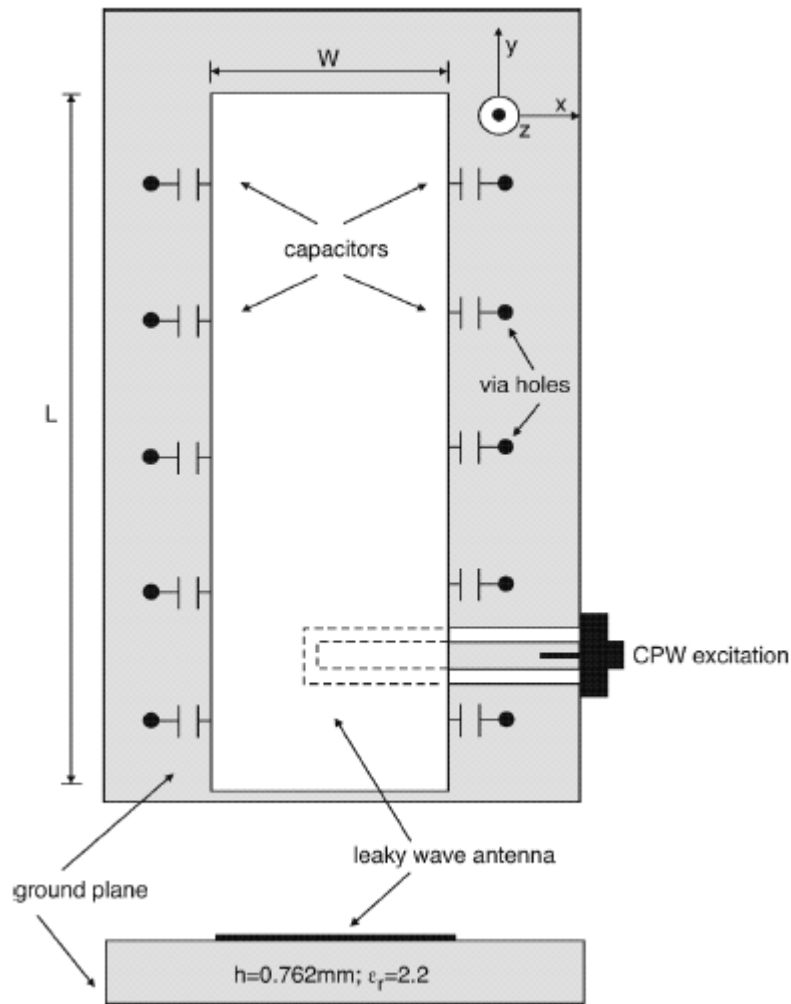


Fig. 12 : Masque de l'antenne microruban à ondes de fuite chargée par des capacités d'après [6]

Ce paragraphe conclut un résumé des travaux que j'ai effectués pendant quatre années au LEAT dans le cadre de ma thèse et une année d'ATER. Le dénominateur commun à ces travaux est bien évidemment la conception d'antennes microruban originales. Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à des antennes passives et puis petit à petit nous avons entrepris de concevoir des antennes actives reconfigurables où les éléments discrets de reconfiguration étaient rapportés au plus près ou au sein même des antennes. Cette thématique, à la fin des années 1990 était alors émergente au LEAT. Les paragraphes qui suivent constituent l'essentiel de cette habilitation puisqu'ils décrivent les nouvelles orientations de recherche que j'ai pu prendre dès mon départ du LEAT en Mai 2000.

3. Activités de recherche menées dans l'industrie (Mai 2000-Octobre 2002)

3.1 - Alcatel Business Systems – Mobile Phone division (MPd) – Colombes

La société *ALCATEL BUSINESS SYSTEMS* et plus particulièrement la division *MOBILE PHONES* (MPd) a pour vocation l'étude, le développement et la conception de téléphones portables. Lydie Robert, la responsable de l'équipe Antennes et CEM du centre de R&D de cette division m'a proposé de rejoindre son équipe en Mai 2000 en tant **qu'Ingénieur étude et développement**. Il s'agissait pour moi de travailler avec un expert de renommée mondiale du domaine des antennes miniatures en la personne de Monsieur José Baro qui conçoit et intègre des antennes pour téléphones mobiles depuis la création du GSM analogique. Mes principales activités durant dix-huit mois dans cette société, peuvent se découper en deux parties, l'une concernant le développement d'antennes internes originales pour les téléphones portables de la société et l'autre concernant les études antennes amonts pour les futurs terminaux UMTS.

Dès mon arrivée, j'ai été nommé **"responsable antenne"** du téléphone mobile OT311 (Figure 13). Il s'agissait de concevoir ce qui allait être **la première antenne *patch* interne dans un téléphone mobile français**. Les principales tâches que j'ai effectuées ont été la conception d'une antenne prototype, son intégration dans le téléphone et donc son passage au stade "maquette" puis du stade "Lot 0" jusqu'au "Lot final" (Figures 14 et 15). Techniquement, nous avons dû concevoir une antenne patch quart d'onde bi-bande *GSM/DCS* ayant les dimensions $35 \times 25 \times 6 \text{ mm}^3$. Il a également été question d'effectuer les tests hyperfréquences (Figure 16), de travailler en synergie avec les autres départements tels que la mécanique, le *design*, le marketing, le projet et de gérer les relations avec les fournisseurs industriels. La libération commerciale du produit a eu lieu en Avril 2001 : **les performances techniques antennes ont été validées par la presse spécialisée comme parmi les meilleures vis à vis de la concurrence, compte tenu du volume alloué à l'antenne.**



Fig. 13 : Architecture 1.0 du téléphone Alcatel OT311 (14/06/2000)

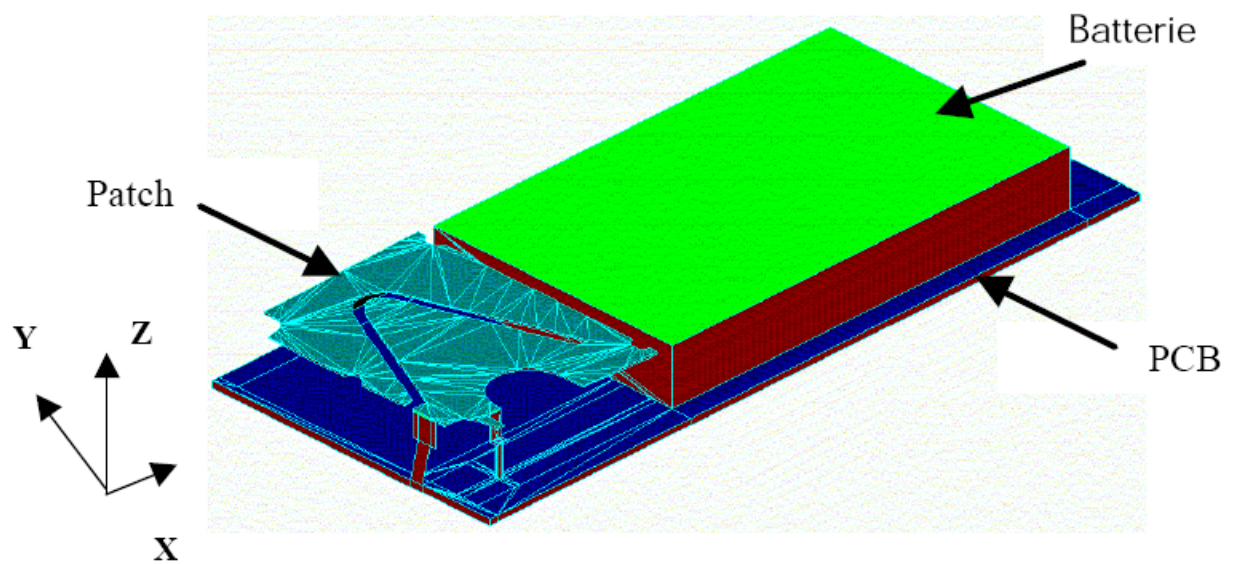


Fig. 14 : Vue 3D du concept de l'antenne *SMILE* simulée sous IE3D



Fig. 15 : Maquette du téléphone Alcatel OT311 avec Antenne interne "Lot 0"

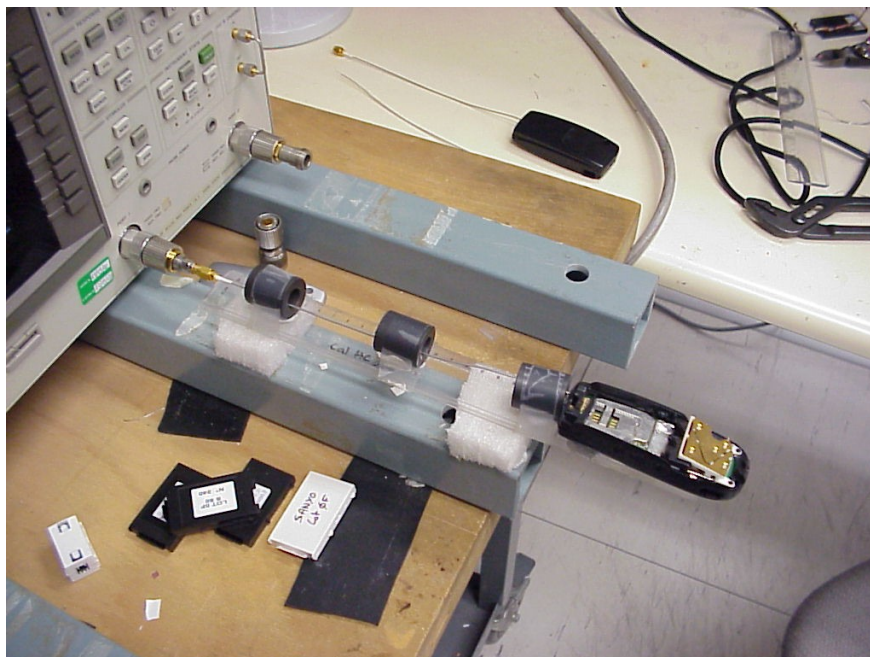


Fig. 16 : Test du téléphone OT311 à l'analyseur de réseau avec câble dédié et ferrites

Une des autres tâches de l'Ingénieur d'étude est ce qu'on appelle le "**Reverse engineering**": il s'agit de démonter et expertiser les produits de la concurrence. Cette activité de veille technologique se concrétise par la rédaction d'un rapport qui décrit les avantages et inconvénients du produit expertisé ainsi que les nouvelles technologies à intégrer et celles à rejeter. J'ai ainsi pu évaluer et expertiser une vingtaine de téléphones de la concurrence tels que des Nokia, Sony, Ericsson... (Figures 17 à 20).

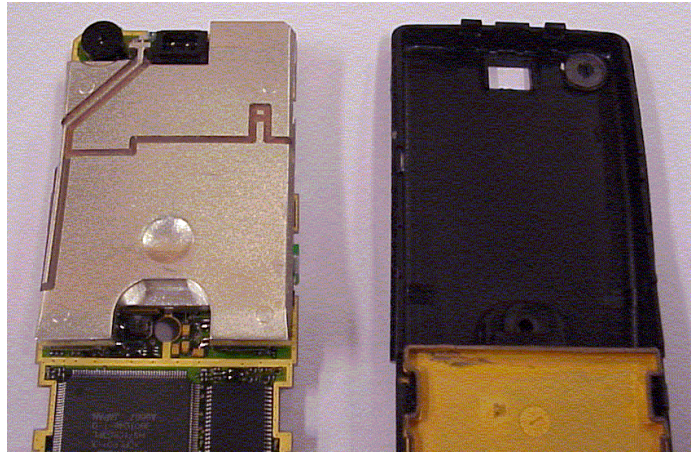


Fig. 17 : Téléphone Hagenuk Global Handy avec la première antenne interne jamais réalisée

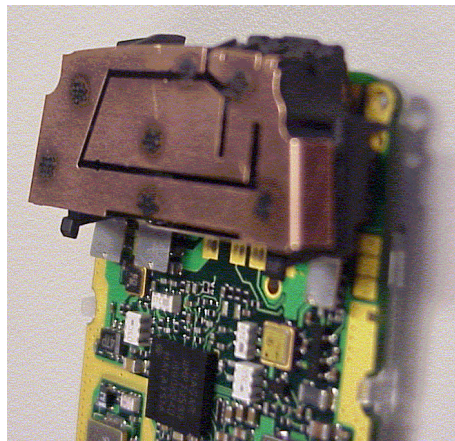


Fig. 18 : Première antenne interne bi-bande GSM/DCS jamais réalisée dans un mobile (Nokia 8210)

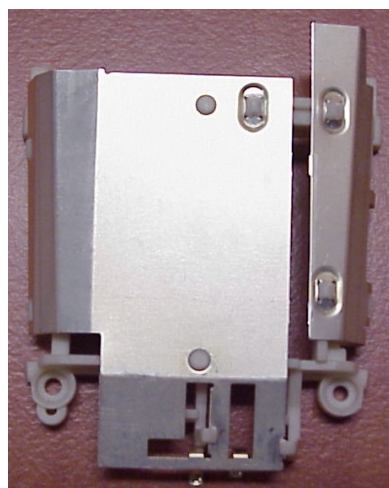


Fig. 19 : Première antenne interne tri-bande GSM/DCS/PCS avec résonateur parasite (Siemens)

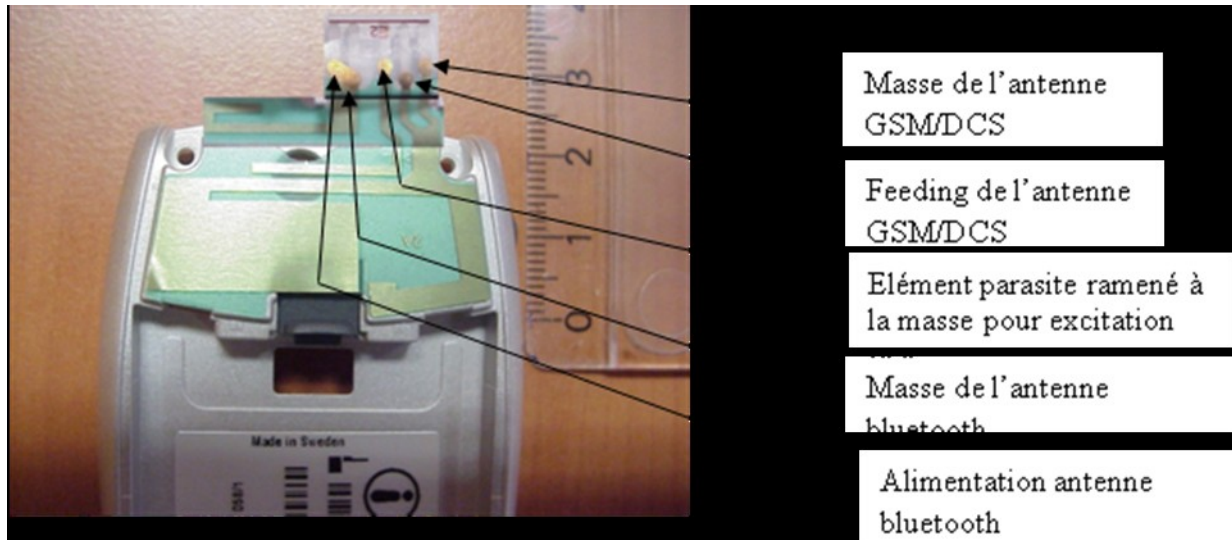


Fig. 20 : Combinaison d'antennes internes *GSM/DCS* et *Bluetooth* réalisées sur un support souple et autocollant dit "*flex*" (Ericsson)

Parallèlement à ces activités dites de développement, j'étais également chargé des études amont pour les futurs concepts antennaires des téléphones de la division. Il s'agissait principalement d'activités de recherche liées à la conception de nouvelles antennes ou de "technologies" d'antennes effectuées dans le cadre de contrats passés avec des laboratoires universitaires et privés, ainsi que de la gestion des dépôts de brevets antennes. J'ai ainsi été nommé responsable d'un contrat passé avec le laboratoire privé allemand IMST concernant **la conception de la nouvelle antenne devant équiper les futurs terminaux Alcatel**. En effet, l'antenne intégrée conçue précédemment ne pouvait satisfaire à la nouvelle gamme de produits compte tenu du galbe de la trappe batterie et il a donc fallu développer une nouvelle antenne ayant un facteur de forme de $35 \times 15 \times 10 \text{ mm}^3$. A l'aide des docteurs Dirk Manteuffel et Marta Martinez-Vazquez, cette tâche a été effectuée avec un grand succès puisque nous avons réussi à concevoir l'antenne "*Snake*" qui présente de grandes performances (bandes passantes supérieures à 10%, Figures 21 et 22). Cette antenne a d'ailleurs équipé les postes Alcatel de deuxième génération à antenne internes dès 2003 (Figures 23 et 24).

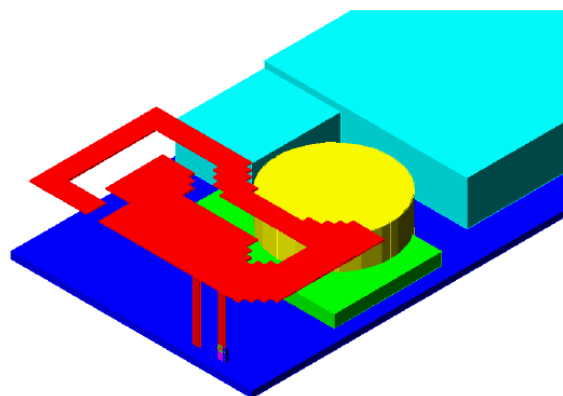


Fig. 21 : Antenne "*Snake*" et son environnement proche (développée conjointement avec l'IMST)

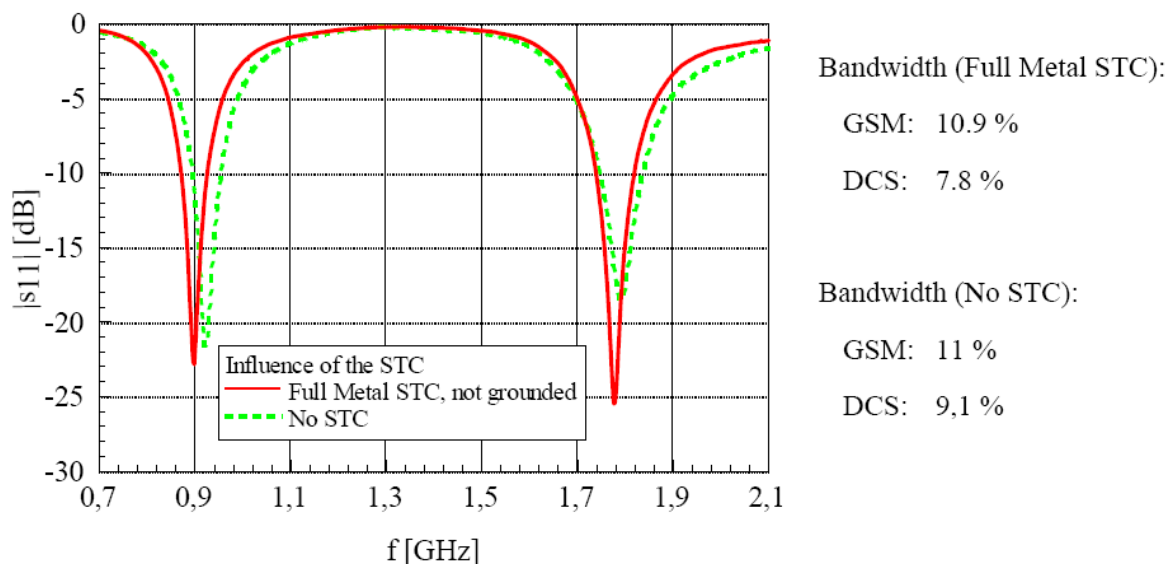


Fig. 22 : Coefficient de réflexion simulé avec le logiciel EMPIRE de l'antenne *Snake* de la Figure 21

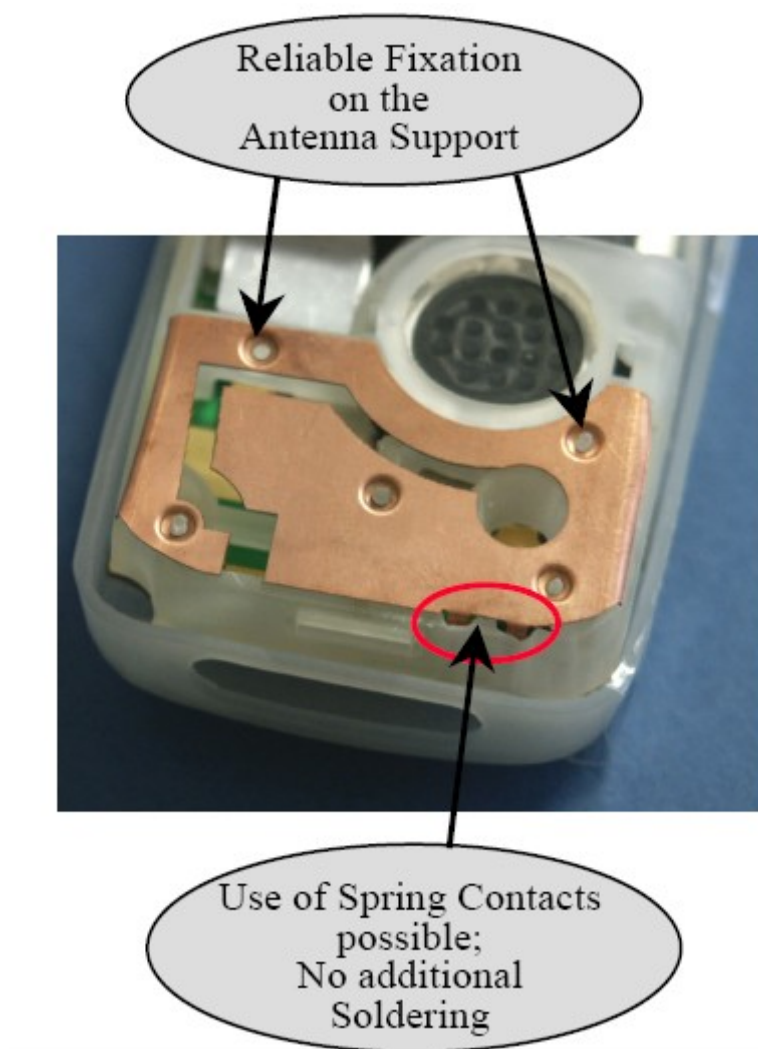
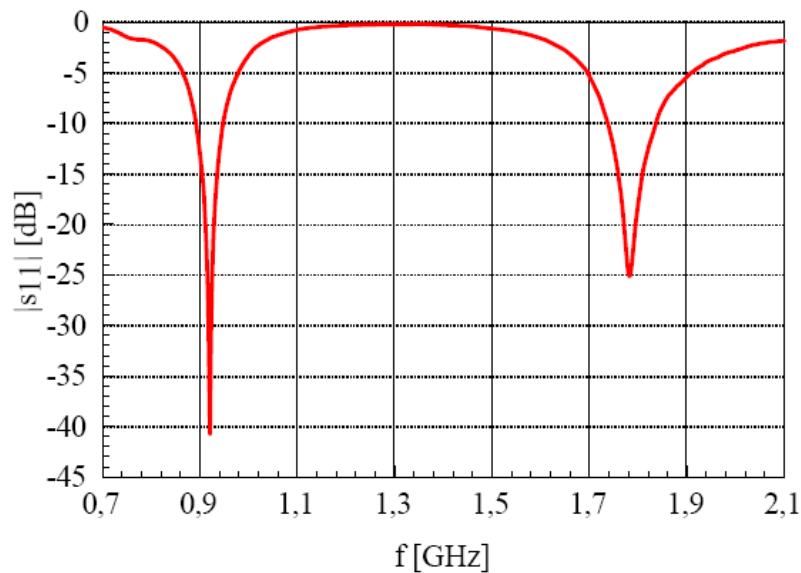


Fig. 23 : Photo de l'antenne *Snake* dans son environnement quasi-final



Frequency:

GSM: 0.92 GHz

DCS: 1.8 GHz

Bandwidth:

GSM: 10,6 %

DCS: 10,14 %

Fig. 24 : Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne *Snake* présentée sur la Figure 23

C'est ainsi que nous nous sommes également intéressés à la conception d'antennes multi-standard avec comme objectif la couverture simultanée des bandes *GSM/DCS/PCS/UMTS*. J'ai ainsi dû co-gérer deux contrats avec les laboratoires universitaires LEAT et LEST. Le contrat avec le LEST de l'ENSTBr concernait le développement d'antennes tri-bandes *GSM/DCS/UMTS* à double plateau (Figure 25 et Tableau 1).

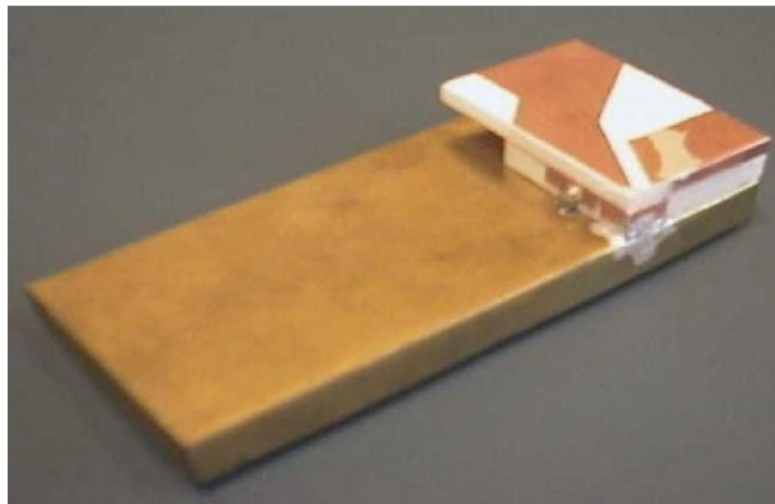


Fig. 25 : Antenne *GSM/DCS/UMTS* à double plateau de type double patch replié

Mesures	$F_{o_{DCS}} = 925 \text{ MHz}$	$F_{o_{DCS}} = 1960 \text{ MHz}$	$F_{o_{UMTS}} = 2150 \text{ MHz}$
B. P (TOS <3)	9%	4.5%	6%
Directivité	3.5 dBi	5.7 dBi	5.3 dBi
Gain	1.3 dBi	4.1 Bi	3.7 dBi
Efficacité	60%	69%	70%

Tableau 1 : Performances mesurées de l'antenne présentée sur la Fig. 25

J'ai également pu me tourner vers mon ancien laboratoire en signant et gérant entièrement un contrat d'une durée d'un an sur les antennes compactes multistandards. Ce contrat avait pour but de recentrer les travaux effectués au LEAT vers les applications de téléphonie mobile, le LEAT ayant à cette époque là une équipe ayant une compétence reconnue dans le domaine de la miniaturisation d'antennes mais pas dans la téléphonie mobile. A l'aide de mon initiative, **ce contrat a été une véritable réussite** pour les deux partenaires car il a non seulement permis au LEAT de valoriser son expérience dans le domaine des antennes miniatures auprès d'un industriel, mais aussi d'accroître son expertise au contact de la société *Alcatel Mobile Phone*. J'ai ainsi pu lors de cette période **co-encadrer Messieurs Jean-Marc CARRERE et Pascal CIAIS** et ainsi développer avec eux de nouvelles structures antennaires. Le co-encadrement de Jean-Marc CARRERE est mis en évidence par une publication dans un journal, une publication dans une conférence ainsi que la participation à son jury de thèse en Septembre 2001 (Figures 26 à 28).

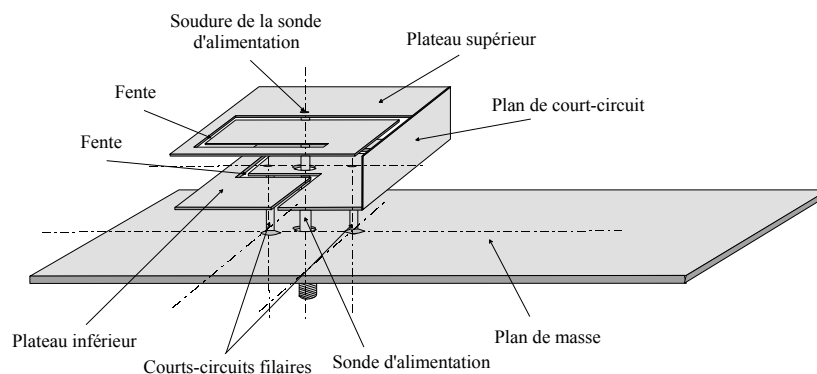


Fig. 26 : Antenne combinée GSM/UMTS sur plan de masse PCB de $100 \times 40 \text{ mm}^2$ d'après [7].

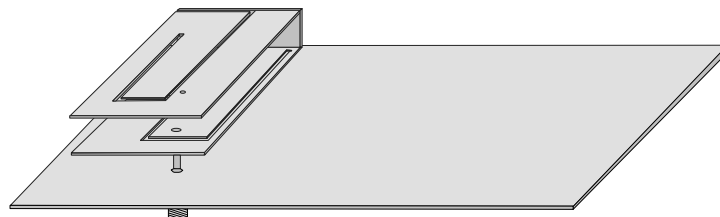


Fig. 27 : Antenne combinée GSM/UMTS sur plan de masse PCB de $100 \times 40 \text{ mm}^2$

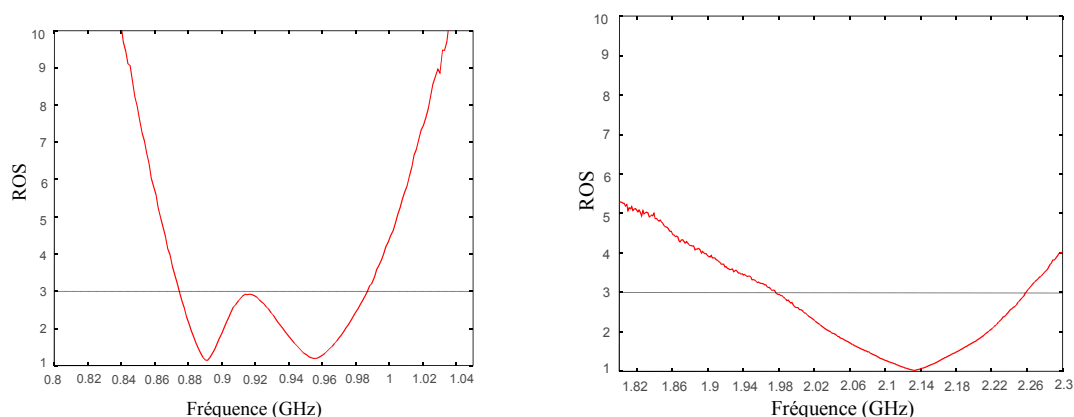


Fig. 28 : ROS mesuré de l'antenne présentée sur la Fig. 27 - Bandes GSM et UMTS

Je ne parlerai pas dans ce paragraphe de l'encadrement du stage de DEA de Pascal CIAIS qui s'est poursuivi par un co-encadrement de sa thèse dès mon retour au LEAT en tant que Maître de Conférences, ces travaux font l'objet d'un paragraphe dédié par la suite.

3.2 - Alcatel Space Industries – Toulouse

Suite à un contexte économique défavorable, la division *Mobile Phone* a décidé courant 2001 de stopper ses activités "études amonts" et notamment la conception d'antennes pour terminaux de 3^{ème} génération *UMTS*. C'est ainsi que j'ai reçu une proposition d'embauche dans la même entreprise, de la part de Monsieur Gerard CAILLE, responsable de **l'équipe "Recherche Antennes" au sein de la division ALCATEL SPACE INDUSTRIES à Toulouse**. J'ai décidé de rejoindre son équipe en Octobre 2001 car le projet professionnel purement "recherche" convenait parfaitement à mes aspirations personnelles à savoir travailler dans une équipe ayant pour vocation la conception d'antennes actives innovantes pour le domaine du spatial. Mes principales activités pendant une année ont consisté à gérer et travailler sur des contrats en relation avec les meilleurs laboratoires universitaires et instituts français du domaine.

J'ai ainsi pu travailler sur de grands projets de recherche tels que le **RNRT ARRESAT : Antenne réseau à composants MEMS**. J'ai ainsi pu notamment enrichir mes compétences dans le domaine des antennes actives, domaine que j'avais déjà abordé lors de mes travaux de thèse, avec des laboratoires industriels ou universitaires tels que l'IETR, l'IEMN et THALES. L'objet du projet ARRESAT était l'étude et la réalisation d'une antenne à réseau réflecteur commandable en phase, solution attractive pour lever certains points critiques des futurs satellites multimédia. Ce réseau réflecteur est constitué d'éléments rayonnants, unitaires incluant un contrôle de phase par le biais de commutateurs miniaturisés MEMS qui sont illuminés par une source primaire classique (par exemple un cornet). Chaque élément capte puis renvoie l'onde issue de la source primaire avec la phase désirée. Le projet ARRESAT propose d'investiguer et prototyper ce nouveau type d'antenne alliant balayage électronique et coût réduit, deux points cruciaux pour les antennes en bande Ka qui devront équiper ces satellites. Un réseau réflecteur conjugue ainsi les avantages du réseau (antenne fixe) et ceux du réflecteur (une seule source de puissance Tube à Ondes Progressives à fort rendement) pour assurer ce type de mission. Une solution consiste à utiliser des déphaseurs basés sur des micro-interrupteurs en silicium ou en AsGa ("micro-système" MEMS). Les contraintes sont la vitesse de commutation, sans doute supérieure à 10µs et la tension de commande plus ou moins élevée selon le concept technologique des MEMS. Ma tâche consistait à travailler en étroite relation avec l'INSA de Rennes pour l'optimisation des cellules et le laboratoire THALES pour le masque de la cellule. J'étais également chargé de tous les tests concernant l'antenne notamment ceux de la mesure des cellules à MEMS (Figures 29 à 31).

Lors de cette année là, j'ai aussi été nommé **responsable d'un contrat avec le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES)** qui consistait à concevoir une source écartométrique de quatre antennes patch positionnées autour d'un cornet placé au foyer d'une parabole. L'objectif consistait à obtenir une aide électronique au pointage pour des applications de transmission de données multimédia au grand public. Il s'agissait d'alimenter les patches en opposition de phase par l'intermédiaire d'un diviseur Wilkinson pour créer un diagramme de rayonnement avec un nul dans l'axe. Ce contrat s'est notamment concrétisé par la fabrication et le test d'un prototype. J'ai ainsi utilisé **les outils de CAO HFSS et ADS** pour la conception de la source et le logiciel GRASP de TICRA pour obtenir le diagramme global de l'ensemble source/patch/parabole de l'antenne.

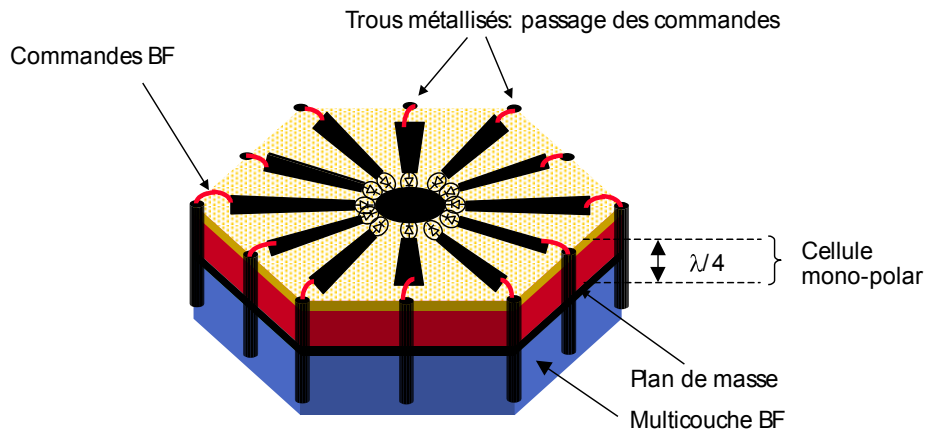


Fig. 29 : Cellule déphaseuse à polarisation utilisée dans le réseau ARRESAT (Commutation de brins de dipôles, phase contrôlée par l'orientation relative des brins, isolation entre cellules par trous métallisés, adaptation en incidence par une grille supérieure et un diélectrique)

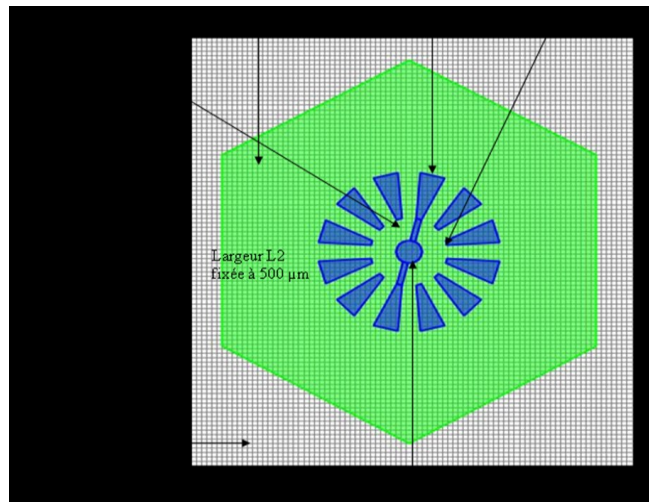
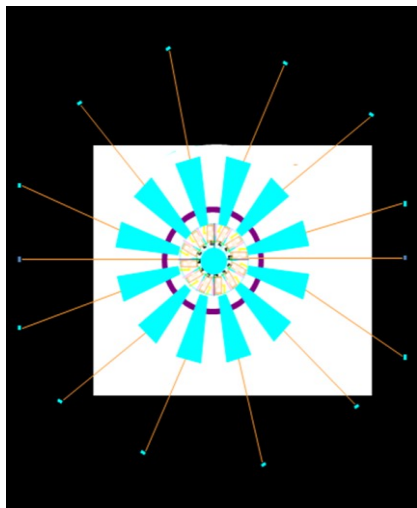


Fig. 30 : Modélisation d'une cellule passive à l'aide d'un code FDTD "maison" de l'IETR

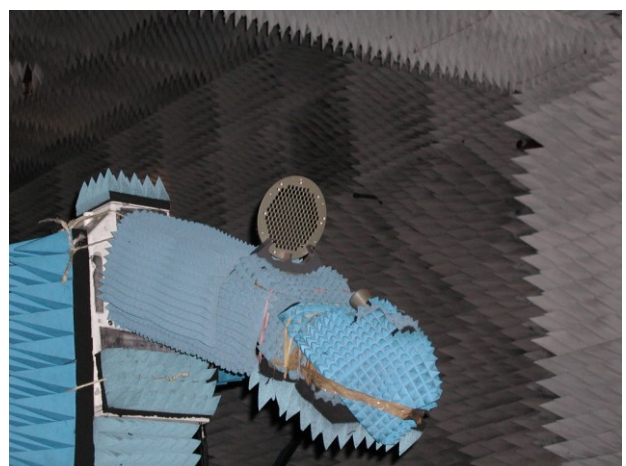
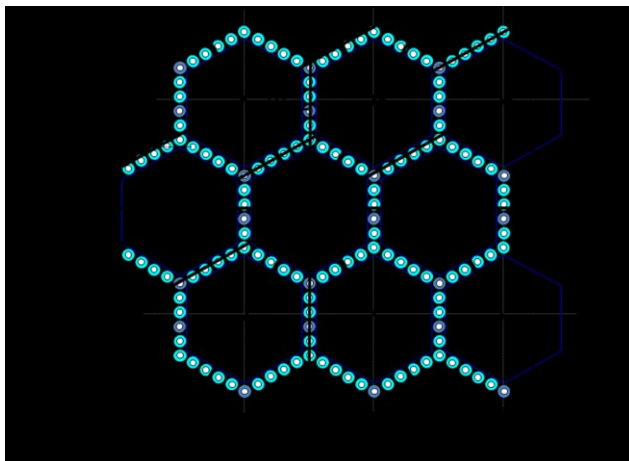


Fig. 31 : Mise en réseau des cellules et photo du dispositif de mesure avec grille supérieure

3.3 - Conclusion sur les travaux menés dans l'industrie

Pendant ces années passées dans la société Alcatel, j'ai ainsi pu **renforcer mes compétences hyperfréquences et antennaires dans deux principaux domaines.**

- Dans la division Mobile Phone, les travaux effectués m'ont permis non seulement de découvrir l'aspect ingénierie de la conception d'antennes miniatures, mais également d'enrichir mes compétences scientifiques au côté d'un expert de renommée mondiale.
- Dans la division Space, j'ai ainsi pu enrichir mes compétences dans **le domaine des antennes actives et des MEMS**, domaine que j'avais déjà abordé lors de mes travaux de thèse, avec des laboratoires industriels ou universitaires tels que l'IETR, l'IEMN et THALES.

Il est cependant indéniable que les années passées dans la division Mobile phone sont celles qui m'ont le plus influencé pour recentrer les activités "antennes miniatures" du LEAT vers la téléphonie mobile ou tout autre petit objet communicant et ainsi encadrer efficacement des thésards et stages de MASTER sur des sujets qui sont fortement d'actualité. Le lecteur de ce document pourra ainsi constater dans les chapitres suivants les nouvelles orientations que j'ai pu donner à cette équipe notamment en matière d'aspect multi-antenne, multi-alimentation, en matière d'isolation et d'efficacité et en matière de prise en compte d'un petit plan de masse PCB lors de la conception d'une antenne pour un petit objet communicant.

4. Antennes miniatures multibandes

J'ai été recruté en Septembre 2002 en tant que **Maître de Conférences à l'ESINSA** (Ecole Supérieure d'Ingénieur de Nice-Sophia Antipolis) avec une affectation au LEAT pour effectuer ma recherche dans l'équipe "Antennes actives intégrées et microélectronique RF". Cependant, fort de ma solide expérience dans le domaine des antennes miniatures pour la téléphonie mobile, **j'ai également souhaité m'investir** dans l'équipe "Nouvelles antennes pour les télécommunications".

L'étude et la conception d'**antennes miniatures** existe depuis de nombreuses années au laboratoire mais les applications "téléphonie mobile" n'avait jamais été ciblées. Le travail de thèse de **Pascal CIAIS**, débuté en 2001, a consisté à miniaturiser des antennes et les intégrer dans des téléphones portables, augmenter leur bande passante et le nombre de standards de communication possibles. **J'ai débuté son encadrement lorsque j'étais à Alcatel MPd et il s'est poursuivi dès mon arrivée au LEAT en Septembre 2002.** Mon apport a consisté dans un premier temps à prendre en compte le rayonnement du petit plan de masse d'un téléphone mobile qu'on appelle traditionnellement PCB (*Printed Circuit Board* qui reçoit traditionnellement tous les composants électroniques) en vue d'une optimisation de l'efficacité de rayonnement du couple antenne/PCB (Figure 32).

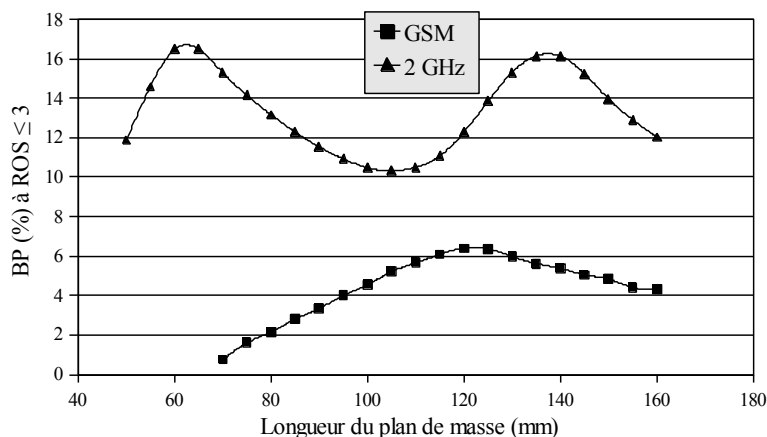


Fig. 32 : Influence de la longueur du PCB sur la bande passante d'une antenne bi-bande *GSM/DCS*

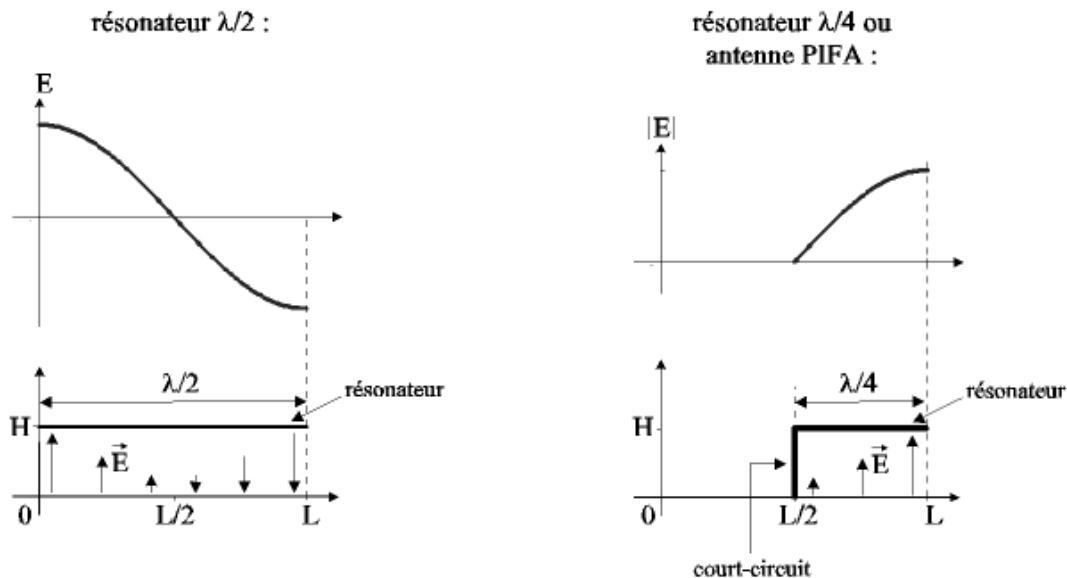
En partant de la classe générique des antennes quart-d'ondes *PIFA* (*Planar Inverted-F Antenna*), nous avons ainsi pu investiguer et implémenter diverses techniques de miniaturisation et d'élargissement de bande passante [8] parmi lesquelles :

- la modification des éléments rayonnants en méandres verticaux ou horizontaux ; en évasement en forme de papillon ; en repliements ou terminaisons capacitives ou inductives
- ajouts d'un ou plusieurs courts-circuits entre la *PIFA* et le PCB
- modification du "mur" court-circuit de la *PIFA* en un court-circuit de type languette
- ajout de résonateurs parasites juxtaposés ou superposés
- insertion de fentes qui induisent la création de nouvelles résonances, un allongement de longueur électrique, la création de nouveaux résonateurs, la descente en fréquence de modes supérieurs

Nous sommes ainsi parvenus à définir une méthodologie de conception d'antennes *PIFA* pour la téléphonie mobile qui est retracée dans la fiche qui suit (Fiche 1).

FICHE 1 : Méthodologie de conception d'antennes PIFA pour la téléphonie mobile

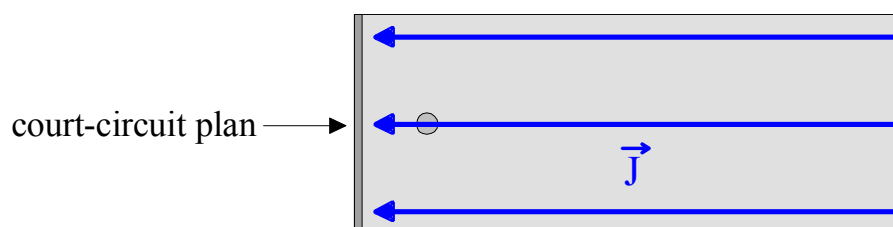
Une antenne PIFA quart d'onde est obtenue en plaçant un court-circuit plein, filaire ou de type languette entre un résonateur demi-onde et son plan de masse, à l'endroit où le champ électrique s'annule pour le mode fondamental. Cette modification permet de s'affranchir d'une moitié du résonateur et d'avoir ainsi une résonance en $\lambda/4$.



Distribution du champ électrique du mode fondamental des antennes demi et quart d'onde

Lorsque le court-circuit est plan et que sa largeur est égale à la largeur du résonateur, le trajet des courants à la surface de l'élément rayonnant s'effectue de façon rectiligne : la fréquence de résonance fondamentale f_r d'une telle antenne est donnée par

$$f_r = \frac{c}{4(L + T)} \quad \text{avec} \quad \left\{ \begin{array}{l} c = \text{vitesse de la lumière} \\ L = \text{longueur du résonateur} \\ H = \text{hauteur du résonateur} \end{array} \right.$$

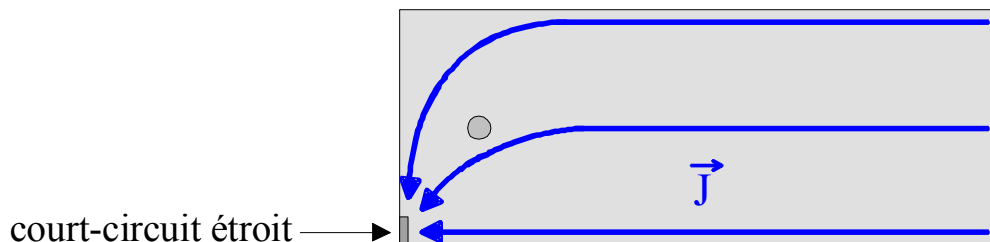


Trajets des courants surfaciques du mode fondamental d'une PIFA ayant un court-circuit plein

L'ajout du court-circuit plan permet de renforcer l'intensité de rayonnement de la composante croisée dans le plan H si l'antenne est positionnée sur un plan de masse infini. Sur plan de masse réduit, cette composante a un comportement de rayonnement de type dipolaire avec des creux dans l'axe de l'antenne (à $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 180^\circ$) et des maxima dans le plan horizontal du PCB.

Lorsque le court-circuit est placé dans le coin du résonateur et qu'il s'agit d'un court-circuit filaire ou bien de type languette, les trajets en courants sont incurvés et légèrement plus longs que précédemment. La fréquence de résonance fondamentale f_r d'une telle antenne est donnée par

$$f_r = \frac{c}{4(L + \frac{1}{2}W + V)} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} c = \text{vitesse de la lumière} \\ L = \text{longueur du résonateur} \\ W = \text{largeur du résonateur} \\ H = \text{hauteur du résonateur} \end{cases}$$



Trajets des courants surfaciques du mode fondamental d'une PIFA ayant un court-circuit étroit

La réduction de la largeur du court-circuit permet de renforcer le niveau de polarisation croisée dans les plans E et H, avec notamment une diminution de l'intensité des creux dans l'axe de l'antenne (à $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 180^\circ$) mais aussi dans le plan H.

Même si l'utilisation du court-circuit permet une réduction des dimensions de l'antenne, elle a aussi pour inconvénient d'éliminer certains modes de résonance. En effet, tous les modes supérieurs du résonateur demi-onde présentant un champ électrique maximum à l'endroit où le court-circuit est inséré vont être éliminés, car celui-ci impose un champ électrique nul en ce point.

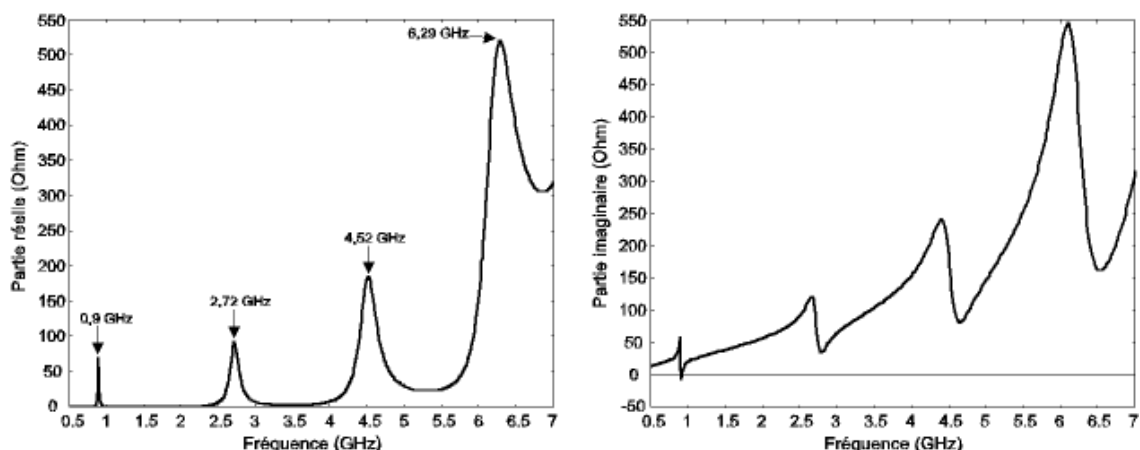
Ainsi, dans une antenne PIFA, seuls subsisteront les modes impairs (mode (0,1) dit mode 1, mode (0,3) dit mode 3, mode (0,5) dit mode 5...). Les modes pairs (mode (0,2) dit mode 2, mode (0,4) dit mode 4, mode (0,6) dit mode 6...) quant à eux, seront éliminés. De plus, l'ajout du court-circuit entraîne l'addition d'une inductance, dont la valeur est directement liée à ses dimensions. Ainsi, l'impédance d'entrée d'une antenne PIFA sera plutôt selfique.

Une méthodologie de conception consiste donc à fixer la hauteur H de la PIFA, sa fréquence de résonance f_r et ainsi calculer la longueur du plateau de la PIFA L . Si un encombrement minimum est nécessaire, la PIFA doit-être repliée, le plus souvent sous la forme d'un colimaçon : une longueur moyenne L devra donc être estimée pour résonner à la fréquence choisie (77 mm environ pour le GSM 900 MHz).

L'adaptation à une impédance donnée (le plus souvent $50\ \Omega$) s'effectue en modifiant les positions relatives de la languette d'alimentation et la languette de court-circuit. Deux moyens additionnels de réglages consistent à augmenter la largeur de la languette d'alimentation (et/ou du court-circuit) pour être plus ou moins selfique selon le besoin. Enfin, la position de l'antenne sur le PCB a également son importance pour un réglage fin de l'impédance d'entrée et une optimisation du rayonnement du PCB.

Il est à noter qu'aux fréquences GSM où le PCB participe à plus de 90% au rayonnement du couple PCB/PIFA, la PIFA est plutôt un excitateur du PCB et il est largement préférable de placer l'antenne et son alimentation au sommet du PCB. Ces techniques de réglage d'impédance ont également un petit effet sur le trajet des courants et donc la fréquence de résonance finale de l'antenne.

Dans cette configuration, les résonances des modes supérieurs de la PIFA sont fixées et il est nécessaire d'introduire d'autres techniques si l'on désire les modifier. En l'occurrence, il s'agit le plus souvent d'introduire localement, à des positions judicieusement choisies sur l'antenne, des effets capacitifs ou inductifs par l'intermédiaire de repliements verticaux ou de rétrécissements de la largeur du plateau de la PIFA.



Impédance d'entrée d'une antenne PIFA conçue pour résonner en GSM900

La création de résonances additionnelles s'effectue par l'analyse des courants surfaciques sur la PIFA, l'introduction de fentes et/ou le rallongement des courants. Une autre technique consiste à juxtaposer des résonateurs parasites quart-d'onde non alimentés à proximité du résonateur principal et surtout d'effectuer un couplage efficace avec celui-ci.

De plus amples détails peuvent être trouvés dans [8].

L'application de cette méthodologie s'est notamment concrétisée par **la conception de la première antenne** mondiale miniature **pentabande** fonctionnant simultanément dans les standards *GSM*, *DCS*, *PCS*, *UMTS* et *WLAN* 5.8 GHz. Nous retraçons, dans les Figures 33 à 40 les étapes de conception qui nous ont permis de parvenir à ce résultat. Il s'agissait à partir d'une antenne bi-bande à fente, de progressivement rajouter des résonateurs quart-d'ondes juxtaposés correctement couplés au résonateur principal en vue d'élargir les bandes de fréquences initiales et/ou d'en créer des nouvelles [9-11]. La première de ces trois publications étant à ce jour la plus citée parmi mes articles scientifiques (plus de 50 citations depuis 2004).

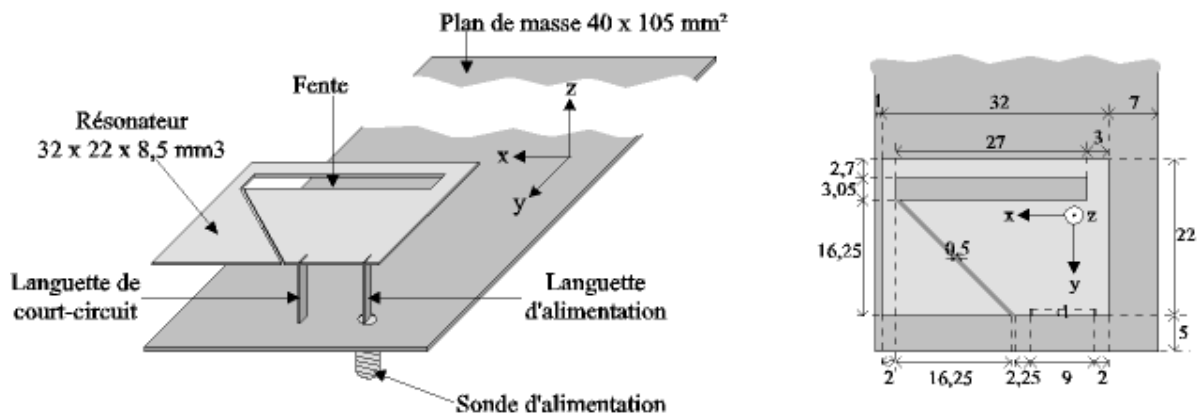


Fig. 33 : Antenne bi-bande à fente initiale (dimensions en mm)

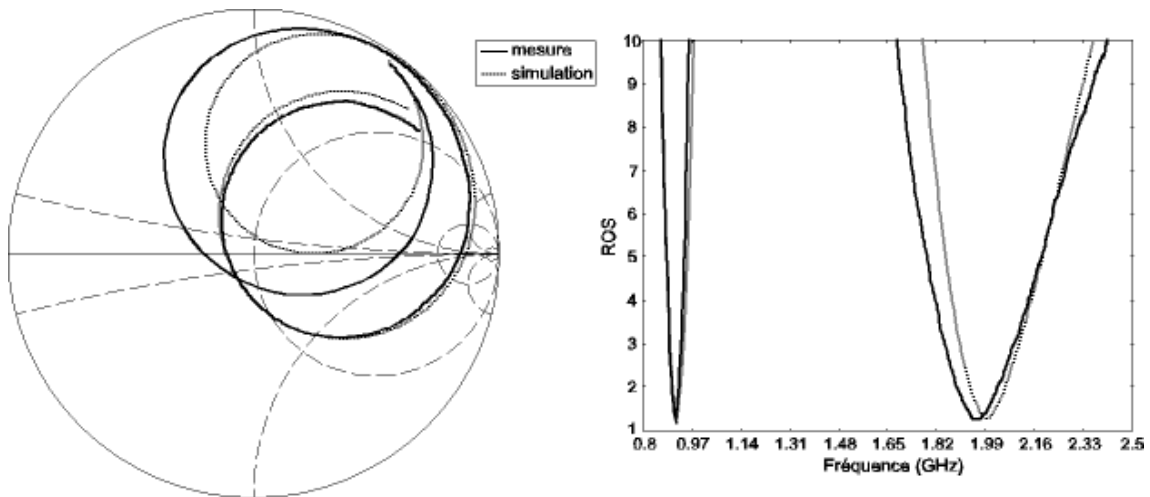


Fig. 34 : Performances simulées et mesurées de l'antenne présentée sur la Figure 32

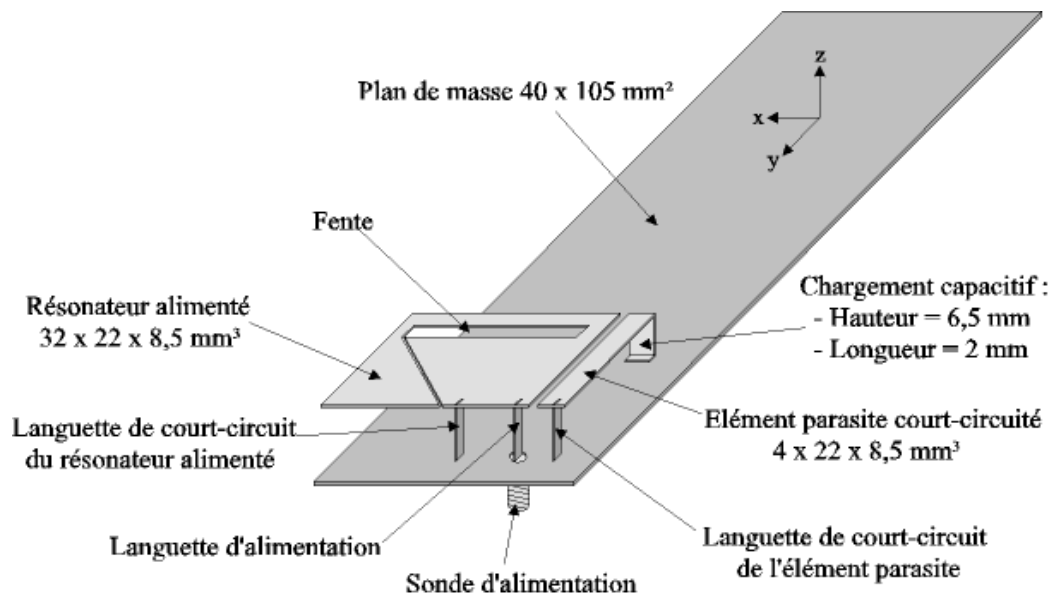


Fig. 35 : Antenne tri-bande conçue à partir de l'antenne bi-bande initiale.
Ajout d'un résonateur parasite latéral.

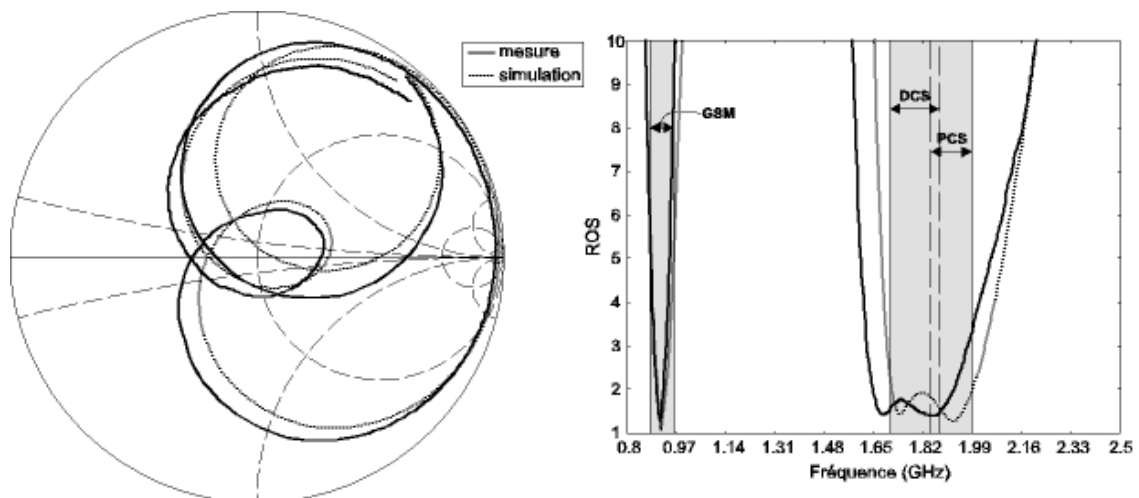


Fig. 36 : Performances simulées et mesurées de l'antenne présentée sur la Figure 35

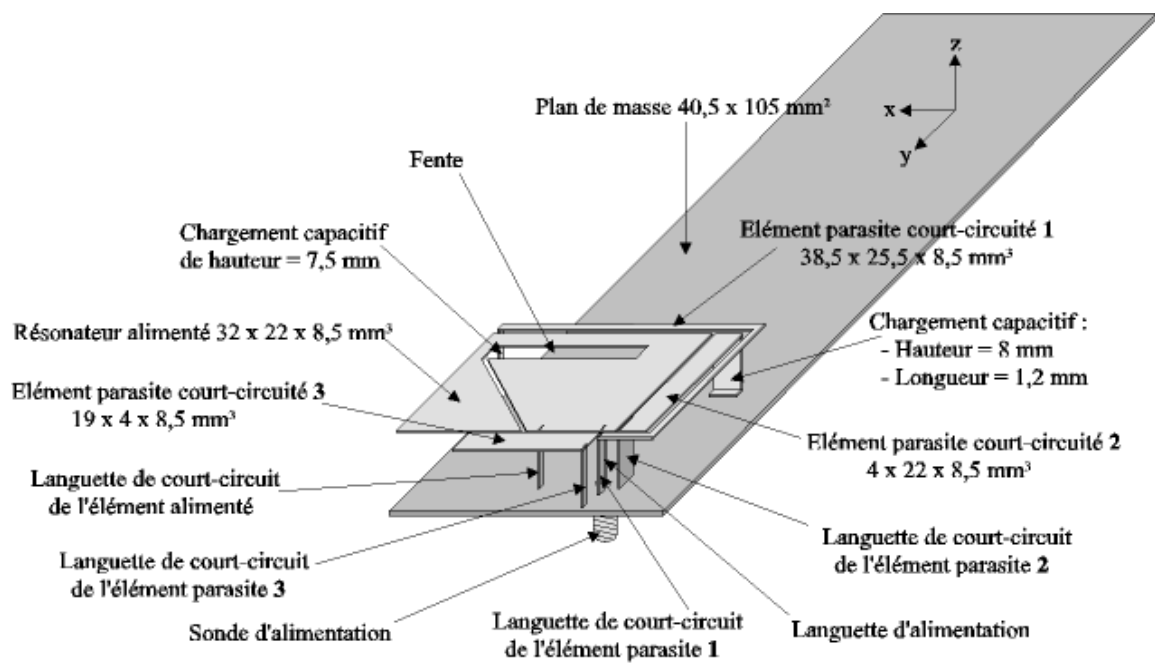


Fig. 37 : Antenne quadribande-bande conçue à partir de l'antenne bi-bande initiale.
Ajout de trois résonateurs parasites latéraux.

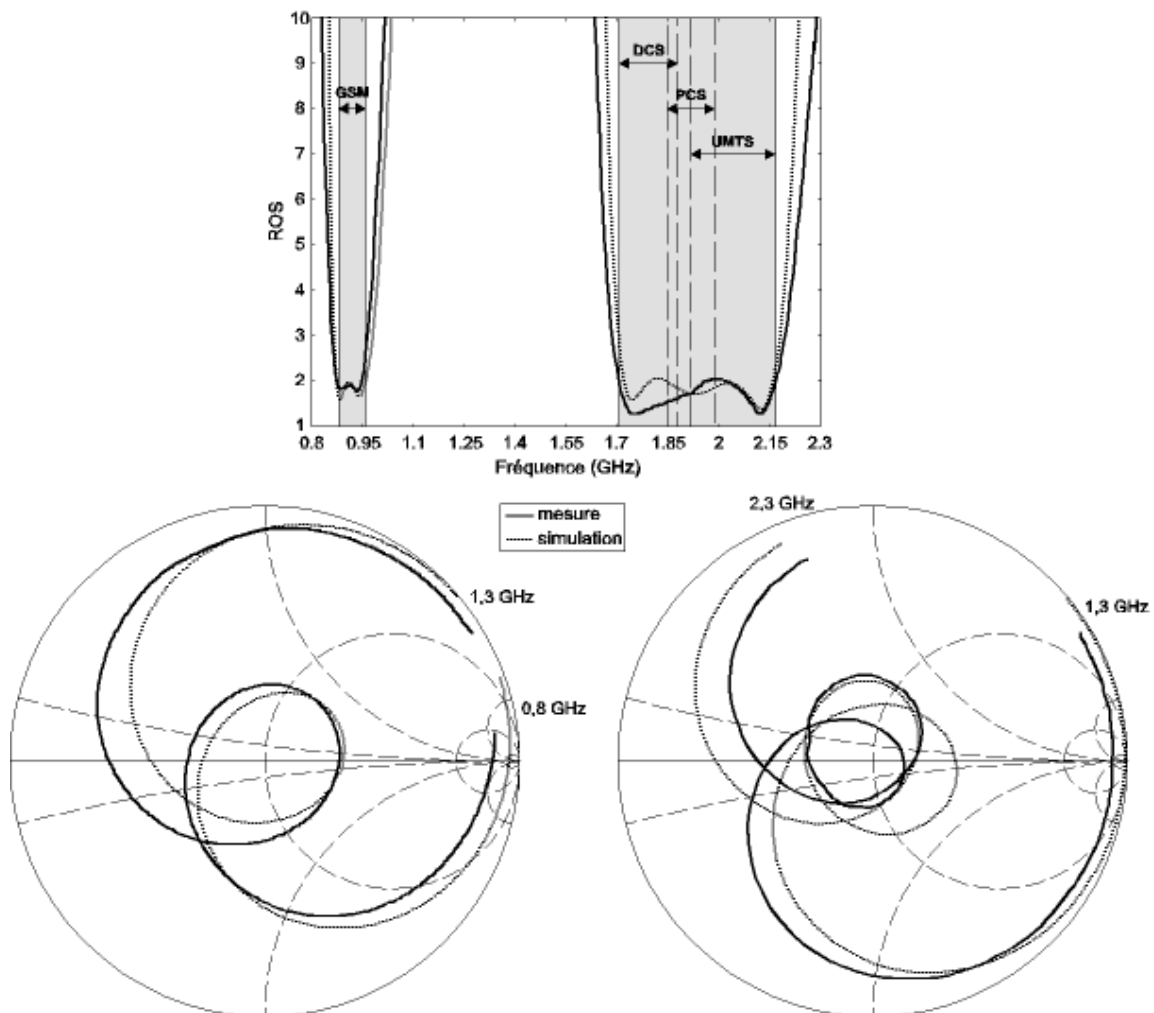


Fig. 38 : Performances simulées et mesurées de l'antenne présentée sur la Figure 37

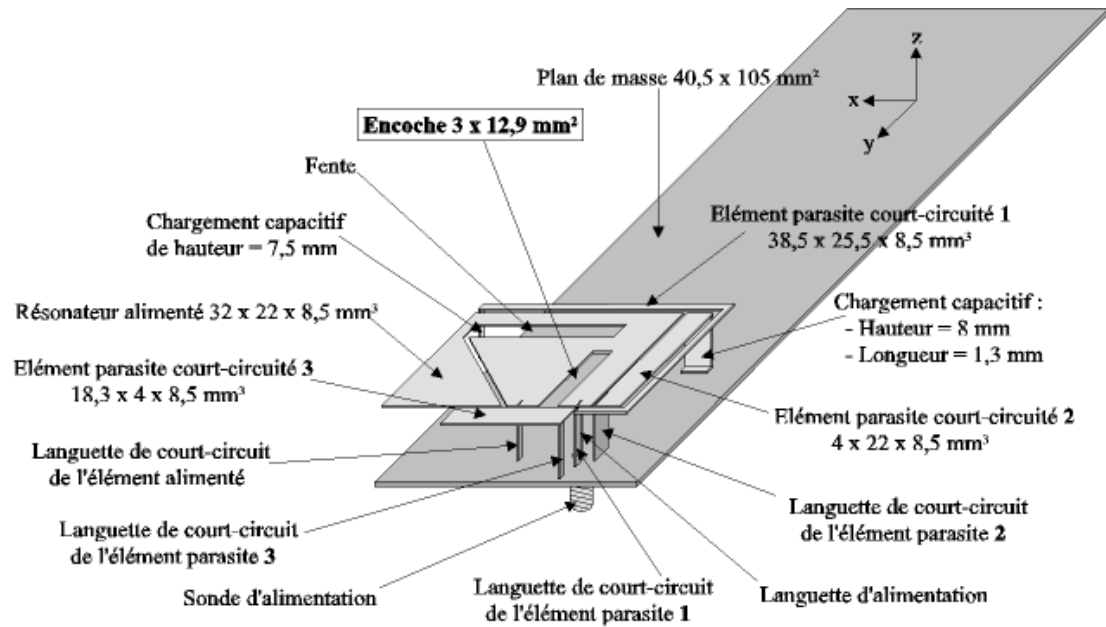


Fig. 39 : Antenne penta-bande conçue à partir de l'antenne bi-bande initiale. Ajout de trois résonateurs parasites latéraux et d'une fente additionnelle dans le résonateur principal destinée à rallonger des courants surfaciques sur l'antenne

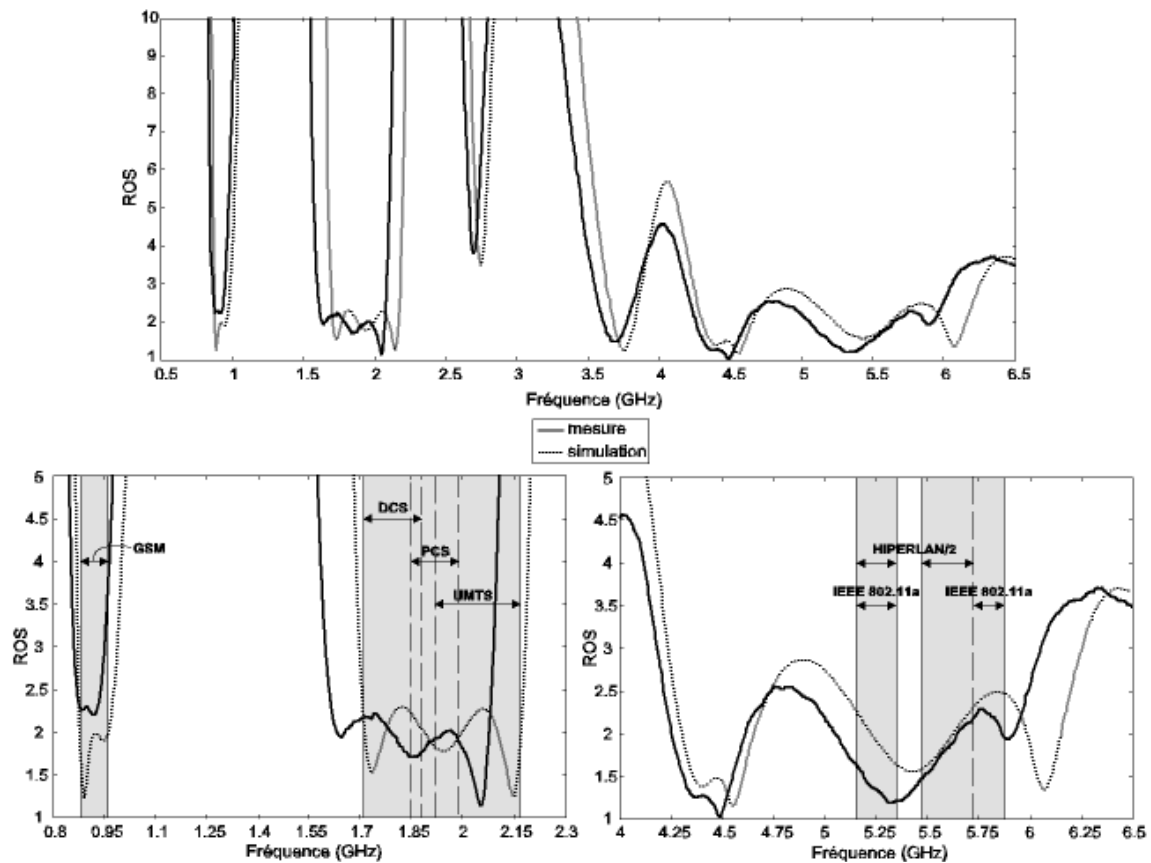


Fig. 40 : Performances simulées et mesurées de l'antenne présentée sur la Figure 39

Il est à noter que la méthodologie de conception que nous avons développée couplée à l'analyse des courants surfaciques sur chaque résonateur permet de "traquer" et "tuner" tous les modes de résonance de chaque parasite et de les coupler de façon efficace à celles de l'antenne ou entre elles (Figures 41 à 43).

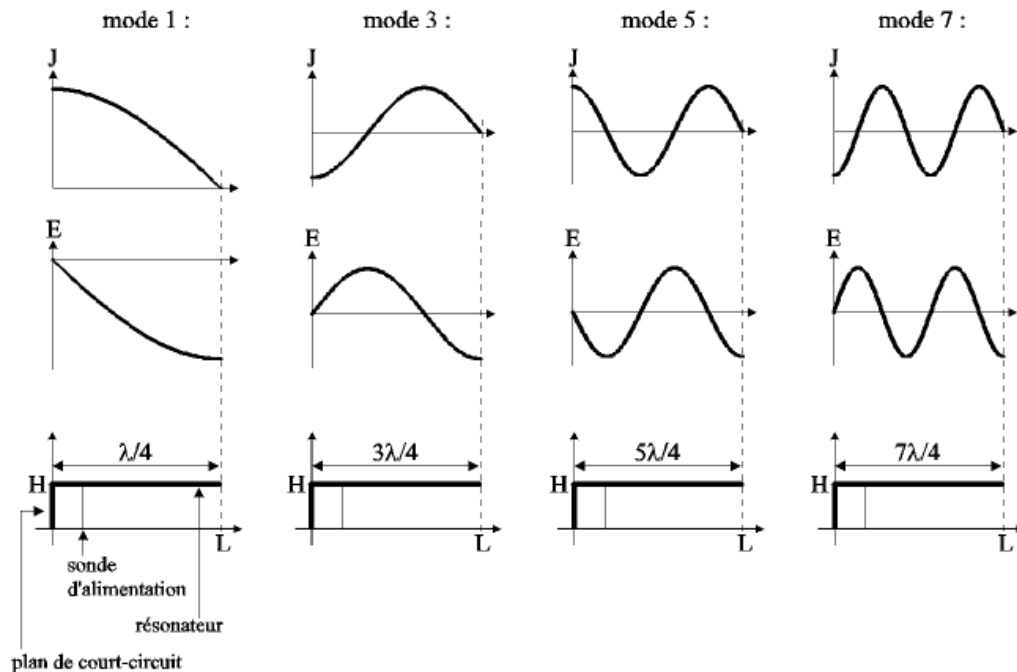


Fig. 41 : Distribution du champ électrique et du courant de surface des quatre premiers modes d'une antenne de type PIFA

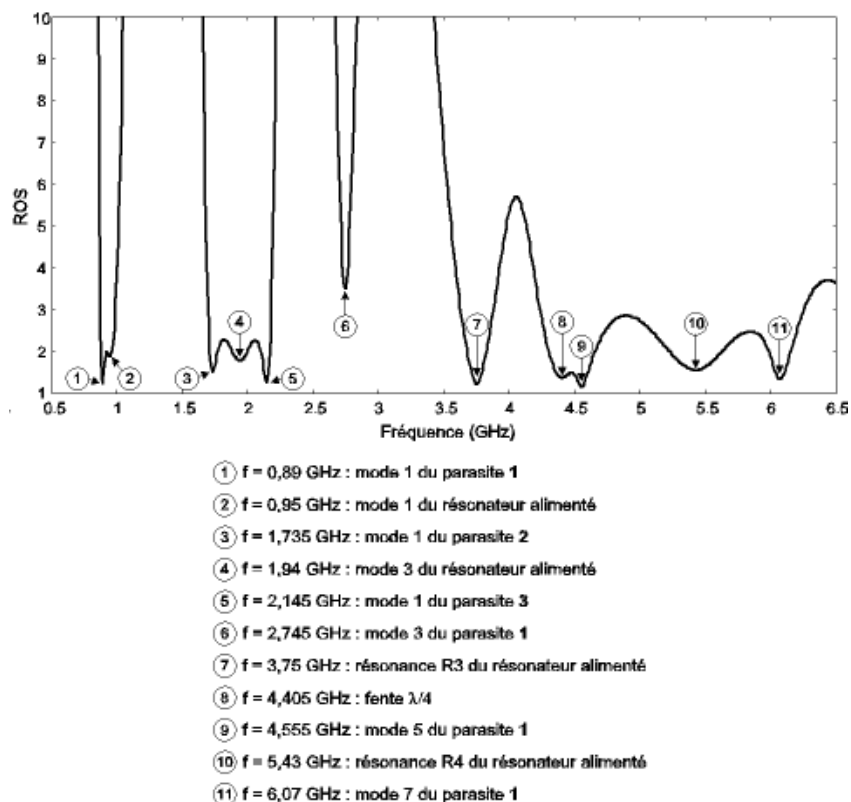


Fig. 42 : Identification des fréquences de travail de l'antenne présentée sur la Figure 39

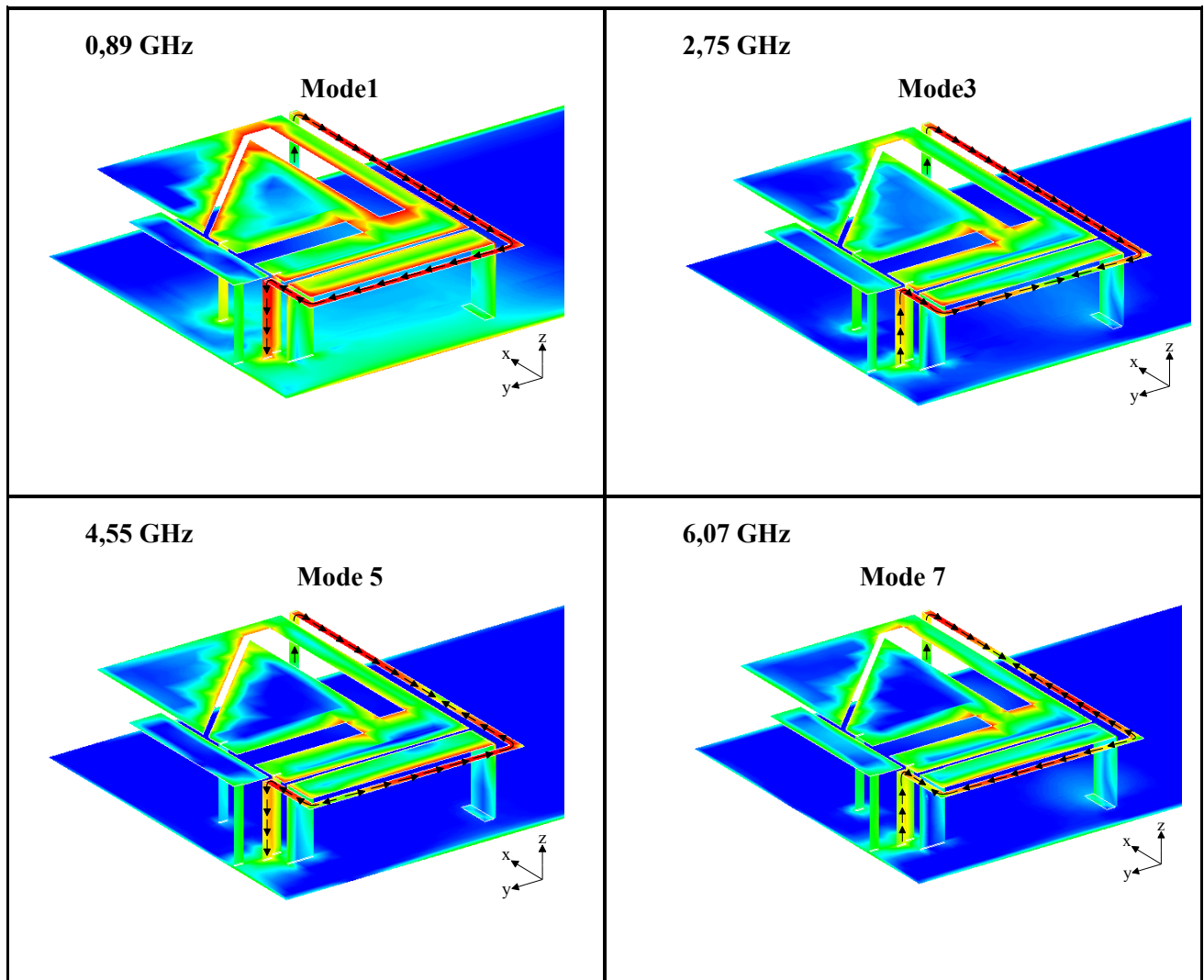


Fig. 43 : Exemple d'identification des fréquences de travail du résonateur extérieur de l'antenne présentée sur la Figure 39

En parallèle à ces travaux, j'avais pris conscience dans la société Alcatel de la nécessité de posséder un dispositif de mesure d'efficacité, paramètre qui est beaucoup plus important que le gain lorsque l'on travaille avec une antenne miniature. En effet, les téléphones mobiles ou les petits objets communicants sont dans la majorité des cas utilisés dans des environnements urbains dits multi-trajets car les ondes électromagnétiques issues de la station de base viennent "frapper" le portable avec n'importe quelle polarisation et n'importe quelle direction suite aux nombreuses réflexions et diffractions rencontrées dans cet environnement. Ces effets ne sont pas un inconvénient pour une bonne communication entre la station émettrice et le mobile principalement pour deux raisons.

D'une part, il est extrêmement difficile voire impossible de contrôler le diagramme de rayonnement d'une petite antenne positionnée sur un petit plan de masse. En effet, en basse fréquence *GSM900*, c'est le plan de masse qui rayonne à 90% quelle que soit la forme ou la position de la petite antenne qui sert presque uniquement d'excitateur de PCB. Il en résulte un diagramme de rayonnement dipolaire quasi-

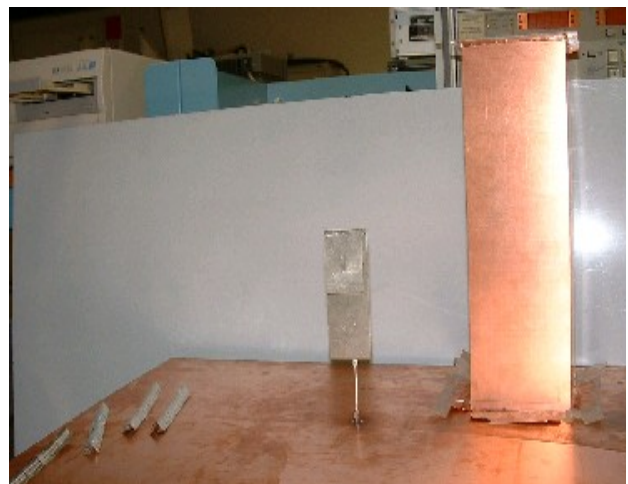
omnidirectionnel dans le plan horizontal d'un PCB positionné verticalement et une mauvaise pureté de polarisation (forte polarisation croisée) qui se trouve en fait être un avantage dans un environnement multi-trajet. Lorsque la fréquence de travail augmente, l'antenne devient de plus en plus un élément rayonnant et participe environ à 50% du rayonnement lorsque l'on se trouve en *UMTS*. Le diagramme rayonné devient ainsi plus directif dans la direction de l'antenne mais possède toujours une mauvaise pureté de polarisation. Une dernière remarque consiste à considérer qu'un mobile se doit de fonctionner autant en espace libre lors de la prise de communication, qu'en communication près de la tête de l'utilisateur et à proximité de sa main (on peut aussi citer les modes de communication avec utilisation de kits mains-libres ou du mode haut-parleur lorsque le téléphone est posé sur une table). Toutes ces conditions d'utilisation font que d'un point de vue concepteur, le téléphone idéal serait celui qui rayonne de façon omnidirectionnelle sans aucune polarisation privilégiée. De ce point de vue, le gain tel qu'il est défini dans les standards IEEE n'est plus une métrique satisfaisante pour caractériser correctement un petit objet communicant. L'efficacité totale définie comme le rapport de la puissance rayonnée par la puissance envoyée à l'antenne est certainement le paramètre qui décrira le mieux la qualité du couple antenne/PCB. Plusieurs méthodes de mesures existent pour déterminer l'efficacité d'une petite antenne : intégration du rayonnement 3D, chambre réverbérante [12], *Wheeler Cap*. Cette dernière est très intéressante car elle permet une caractérisation extrêmement rapide.

Pendant la thèse de M. CIAIS, le LEAT ne disposait pas de moyens adéquats pour déterminer l'efficacité d'une petite antenne. Conscient de ce manque, j'ai donc initié en 2004 une première étude sur l'efficacité des petites antennes et la conception de dispositifs de mesure de type "*Wheeler Cap*" avec le stage de DEA proposé à Monsieur Aliou DIALLO (Figures 44 à 47).



Mesure de l'antenne dans la *Wheeler Cap*

$$(R_{\text{pertes}})$$



Mesure de l'antenne en espace libre

$$(R_{\text{ray}} + R_{\text{pertes}})$$

Fig. 44 : Principe de mesure utilisé pour la *Wheeler Cap*

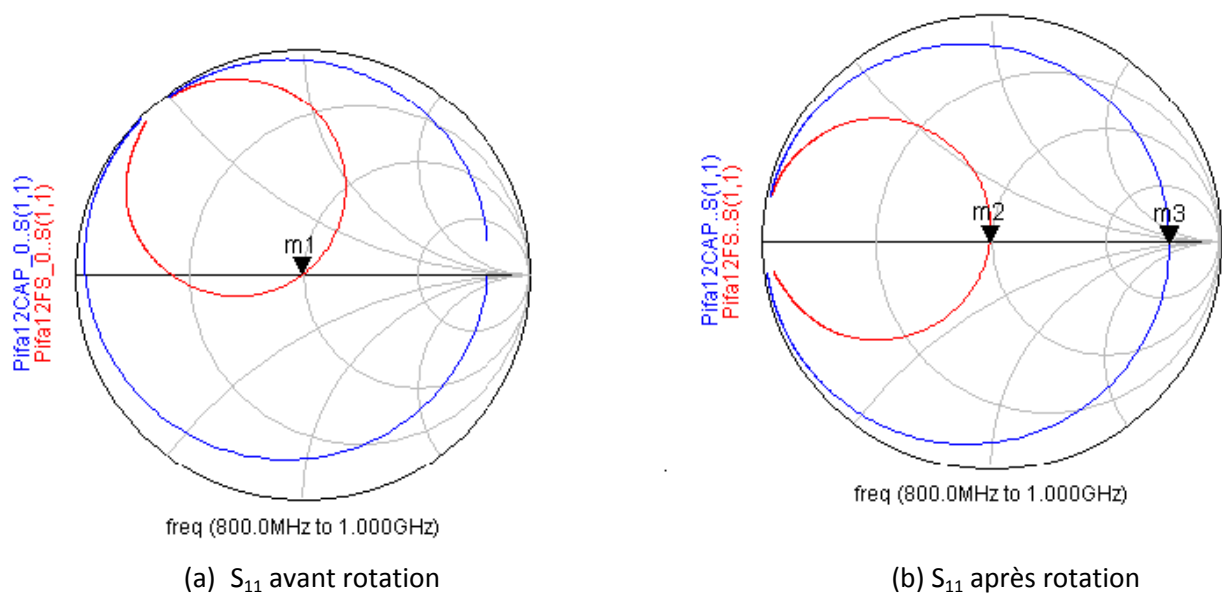


Fig. 45 : Lieu d'impédance d'une antenne PIFA et rotation pour obtenir un lieu équivalent à celui d'un circuit RLC parallèle d'après Mc Kinzie (en rouge mesures en espace libre ; en bleu mesures avec Cap)

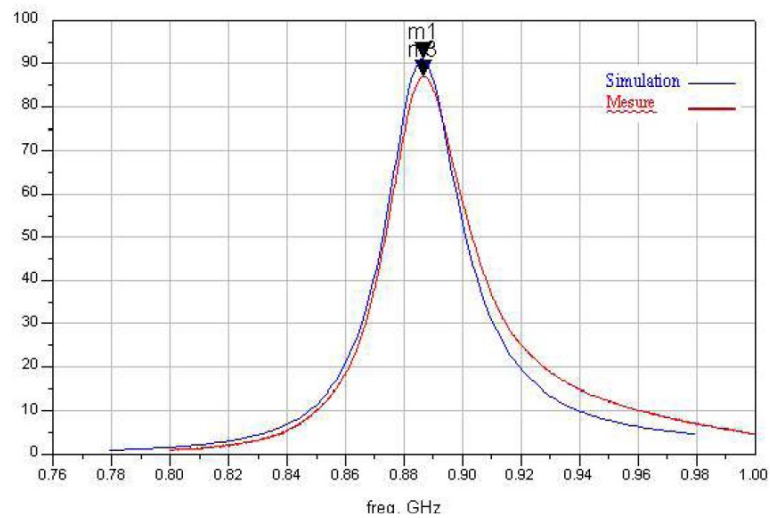


Fig. 46 : Efficacité totale mesurée et simulée (IE3D) d'une antenne PIFA mono-résonance à forte efficacité

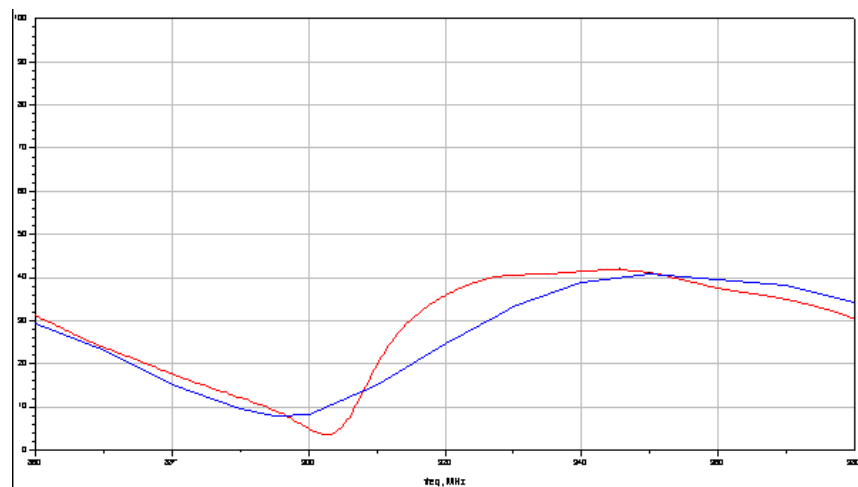


Fig. 47 : Efficacité totale mesurée en rouge et simulée (IE3D) en bleu d'une antenne PIFA double résonance à faible efficacité

Ces dispositifs de caractérisation nous ont ainsi permis d'optimiser plusieurs concepts d'antennes de M. CIAIS. Une de ces antennes a d'ailleurs **remporté le concours de l'antenne miniature la plus efficace dans les catégories bi et tri-bande** organisé par le Réseau d'Excellence Européen ACE (Figures 48 et 49).



Fig. 48 : Photo de l'antenne ayant remportée le concours de l'antenne miniature la plus efficace dans la catégorie bi-bande organisé par le réseau d'excellence Européen ACE

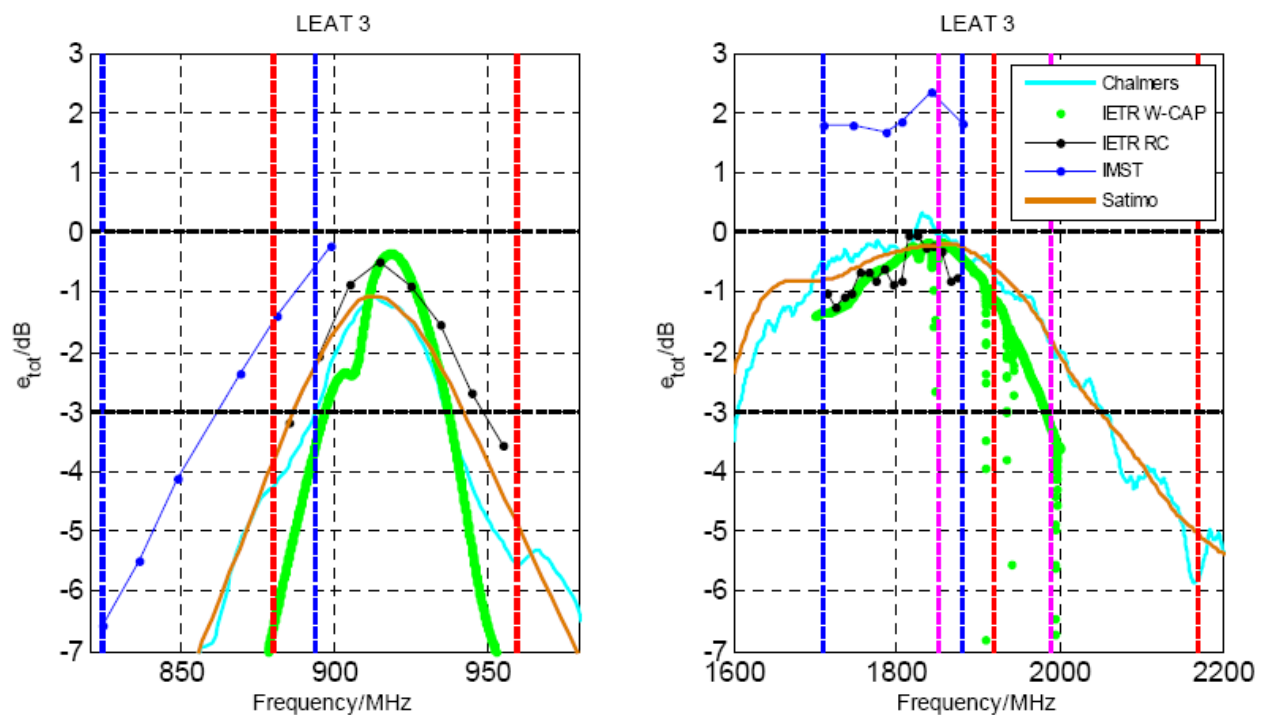


Fig. 49 : Mesures bande basse et bande haute de l'efficacité totale de l'antenne présentée sur la Figure 48

Fort de ces résultats qui traduisaient l'arrivée à maturité de l'équipe, nous avons été sollicités pour signer **des contrats avec des industriels tels que France Telecom R&D et RADIALL**. Actuellement, nous avons des collaborations avec **Nokia, SAGEM** et la société **Sony-Ericsson** est intéressée pour étendre la technique de mesure *Wheeler Cap* lorsque les systèmes antennaires sont positionnés à proximité de matériaux à pertes comme la main ou la tête de l'utilisateur.

Nous avons donc initié des travaux pour pouvoir simuler complètement un dispositif de type *Wheeler Cap* à l'aide d'un logiciel de Conception Assistée par Ordinateur 3D. Les premiers résultats sont extrêmement prometteurs puisqu'ils nous montrent que nous pouvons simuler le dispositif total (Figures 50 et 51) avec précision. Ces résultats ouvrent donc une voie pour faire sauter trois verrous que nous avons rencontrés avec la méthode *Wheeler Cap* :

- envisager de pouvoir mesurer l'efficacité de dispositifs antennaires positionnés à côté de matériaux à pertes comme la main ou la tête de l'utilisateur [13]
- envisager de pouvoir extraire l'efficacité d'une antenne double résonance sans obtenir de creux d'annulations inhérents à la méthode de Mc Kinzie (et non pas à des modes de cavité comme il est souvent relaté par erreur (Figures 52 et 53))
- envisager la mesure d'antenne étant non "électriquement "petite mais étant positionnée sur un PCB (Figure 54)

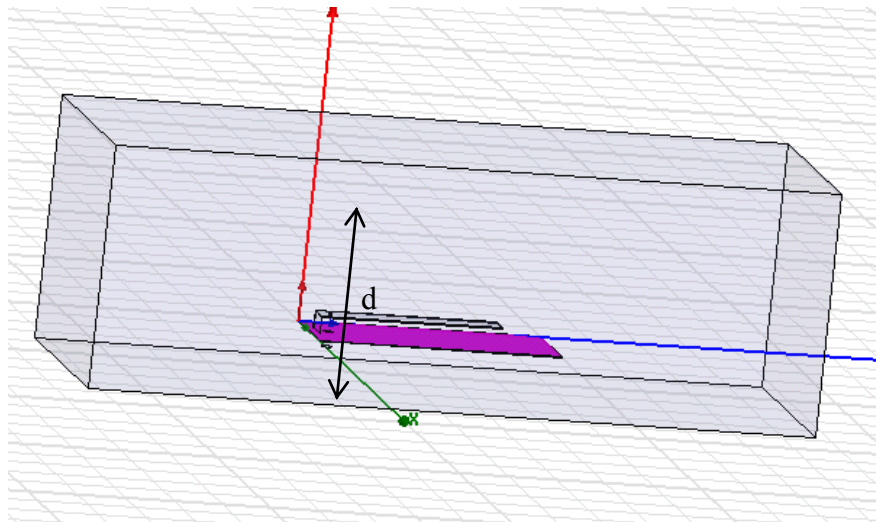


Fig. 50 : Simulation d'une antenne PIFA avec une *Cap* rectangulaire sous HFSS d'après [14]

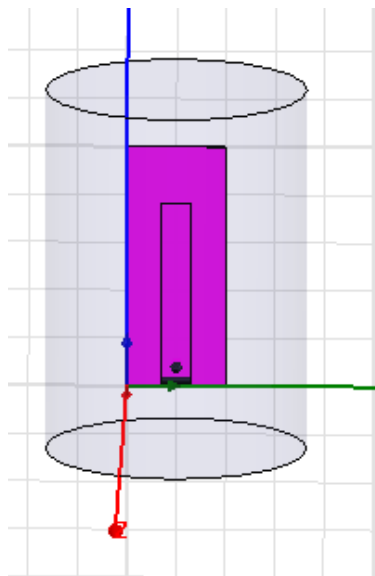


Fig. 51 : Simulation d'une antenne PIFA avec une *Cap* cylindrique sous HFSS d'après [14]

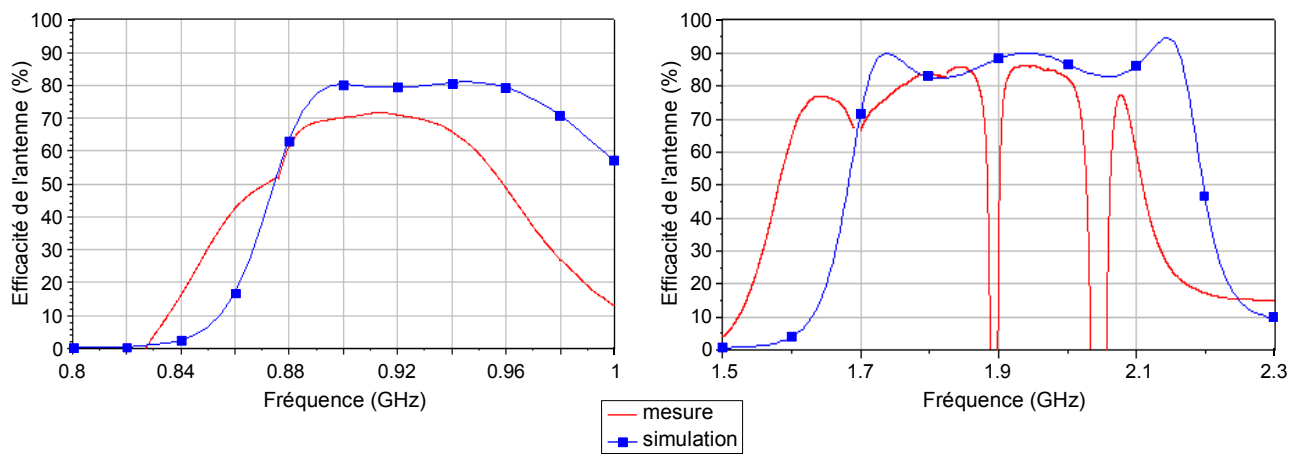


Fig. 52 : Problème de creux d'annulation rencontrés lors de la mesure d'une antenne multi-résonance à l'aide de la méthode *Wheeler Cap*

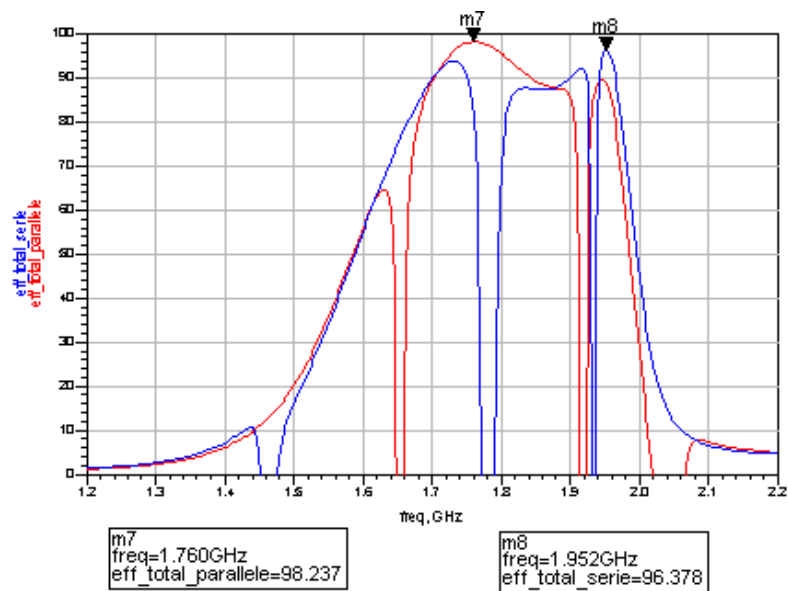


Fig. 53 : Résolution des problèmes de creux d'annulation : prendre alternativement la courbe rouge et la courbe bleue

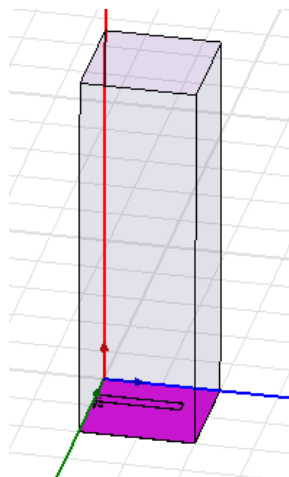


Fig. 54 : Simulation et résolution des problèmes de mesure d'antennes non "électriquement" petite mais positionnées sur un petit PCB à l'aide de la méthode *Wheeler Cap* sous CAO 3D

Sur le plan national, le laboratoire a participé à l'Action Spécifique CNRS N° 167 "Antennes miniatures" dirigée par A. Sharaiha. En préambule au démarrage de cette AS, j'avais également organisé en Novembre 2003 avec G. Kossiavas une journée "Antennes miniatures multistandards" pour le GDR Ondes.

Sur le plan international, le laboratoire s'est aussi fortement impliqué dans les travaux du réseau d'excellence européen ACE dans plusieurs sous-thèmes appelés "*Work-Package*". J'ai ainsi été responsable du thème "*Small Terminals*" au sein du LEAT. Parmi les tâches qui m'ont été confiées, j'ai notamment du organiser, conjointement avec M. Martinez-Vazquez, un *Workshop* avec l'AS N°167 sur les petites antennes lors de la conférence internationale JINA 2004.

Les travaux de thèse de M. CIAIS ayant conduit à la conception d'antennes multi-bandes originales pour la téléphonie mobile, il a cependant fallu s'adapter à certaines contraintes des fabricants de circuits RF. En effet, le fait que ces antennes soient multi-bandes à un seul accès d'alimentation RF était un peu prématuré pour le marché car à ce moment là, aucun *front-end module radio* (ou frontal) n'était capable de fonctionner de façon multi-bande pour s'associer avec nos antennes. J'ai donc proposé de faire évoluer le travail de l'équipe vers **la conception de systèmes multi-antennaires à plusieurs points d'accès RF**. Il est à noter que cette problématique est toujours d'actualité car à ce jour, les fabricants de téléphone intègrent des frontal RF multi-bandes mais préfèrent toujours séparer sur plusieurs accès les standards mis en jeu selon leur protocole de fonctionnement et type de modulation.

5. Systèmes multi-antennaires et technique de neutralisation

5.1 - Antennes multi-bandes à plusieurs points d'alimentation

Monsieur Aliou DIALLO a débuté son doctorat en 2004 en s'intéressant aux systèmes multi-antennaires multi-bandes à plusieurs accès d'alimentation pour la téléphonie mobile et en particulier **aux problèmes d'isolation d'antennes co-localisées sur un même PCB**.

Par exemple, si un téléphone mobile doit à la fois fonctionner en *GSM1800* et en *UMTS*, nous allons l'équiper de deux antennes distinctes, chacune ayant son propre accès d'alimentation. Compte tenu de nos connaissances acquises à l'aide de précédents travaux, il nous est très vite apparu que c'est l'efficacité totale de chaque antenne qui est le paramètre important à optimiser. Ainsi, pour maximiser l'énergie rayonnée par une antenne qui est alimentée, il convient de s'assurer que toute l'énergie qui lui est transmise n'est pas perdue dans la seconde antenne qui est au même moment chargée par $50\ \Omega$. Il faut donc minimiser le paramètre $|S_{21}|$ qui sera pris comme le paramètre caractérisant l'isolation entre les deux ports d'alimentation des antennes. Il est important de souligner ce point ici car dans les publications scientifiques, la majorité des auteurs tiennent pour équivalentes les définitions de couplage mutuel et d'isolation. Nous montrerons par la suite que ces deux notions sont différentes et nous parlerons donc d'isolation entre les ports d'accès de deux (ou plusieurs) antennes et de couplage mutuel lorsqu'il existe un courant induit sur l'antenne N°2 lorsque seule l'antenne N°1 est alimentée.

Ainsi, il existe très peu ou presque pas de réelle technique d'isolation d'antennes positionnées de façon très proches sur un petit plan de masse. Le plus souvent, les antennes fonctionnent dans des bandes de fréquences assez éloignées et les auteurs se contentent de modifier leur orientation et leur position sur le PCB ce qui conduit le plus souvent à éloigner le plus possible les éléments rayonnants les uns des autres. Une autre technique consiste à insérer des fentes dans le PCB pour rallonger les courants surfaciques qui y circulent mais si cette opération est valide en "laboratoire", elle n'est quasiment pas autorisée en pratique car les ingénieurs radio se servent effectivement de toute la surface disponible qui est mise à leur disposition sur un PCB. Un *overview* quasi-exhaustif de ces pseudo-techniques est présenté dans [15-16].

Grace à mes compétences acquises au sein de la division Mobile Phone Alcatel, j'ai eu l'occasion de pouvoir réfléchir et proposer une solution dite **de neutralisation ou neutrodynation** pour optimiser ces **systèmes multi-antennaires**. L'idée de base a été de considérer que le couplage électromagnétique entre deux antennes PIFA positionnées sur le coin supérieur d'un PCB est principalement capacitif compte tenu des deux plaques métalliques qui se font face. Il s'agit bien évidemment d'une vue très simpliste du couplage entre les deux antennes d'une telle structure. Il s'agit alors d'insérer judicieusement une self entre les deux éléments pour obtenir un comportement global de filtre réjecteur. **Aliou DIALLO** a ainsi développé et implémenté une solution qui consiste à relier les deux *PIFAs* par une fine ligne de transmission positionnée à la même hauteur que les plateaux des *PIFAs*. Cette ligne, étant fine et courte, possède naturellement une très forte impédance caractéristique : elle peut ainsi être vue comme une inductance. Il est à noter l'originalité de l'approche développée car elle consiste à relier les éléments rayonnants pour mieux découpler leur port d'alimentation.

Ce travail, publié dans la revue *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* a été reconnu et primé au plus haut niveau international **avec l'obtention du Wheeler Prize 2007** qui récompense le meilleur article de l'année dans la catégorie "Applications" ([15]). Concrètement, nous avons inventé deux façons pour neutraliser deux *PIFAs* DCS et UMTS sur un petit PCB. Sans technique de neutralisation, l'isolation est d'environ -6 dB et l'efficacité totale mesurée maximum inférieure à 80%. Lorsque nous positionnons une ligne de neutralisation entre les alimentations des deux *PIFAs* nous obtenons un comportement de filtre rejeteur dont le fort creux d'annulation est simplement réglable par modification de la largeur et/ou de la longueur de cette ligne de transmission (Figures 55 à 57). Avec une ligne de neutralisation optimisée (Fig. 58), l'efficacité totale maximum des antennes a été simulée et mesurée à l'aide d'une *Wheeler Cap* comme étant supérieure à 90%.

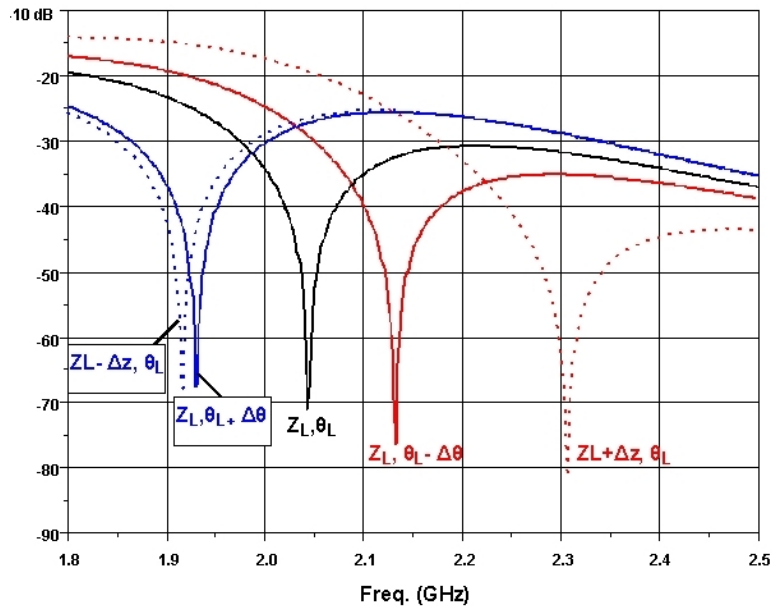


Fig. 55 : Courbes de $|S_{21}|$ obtenues avec un modèle de ligne de transmission pour différentes longueurs électriques θ_L et différentes impédances Z_L de la ligne de neutralisation

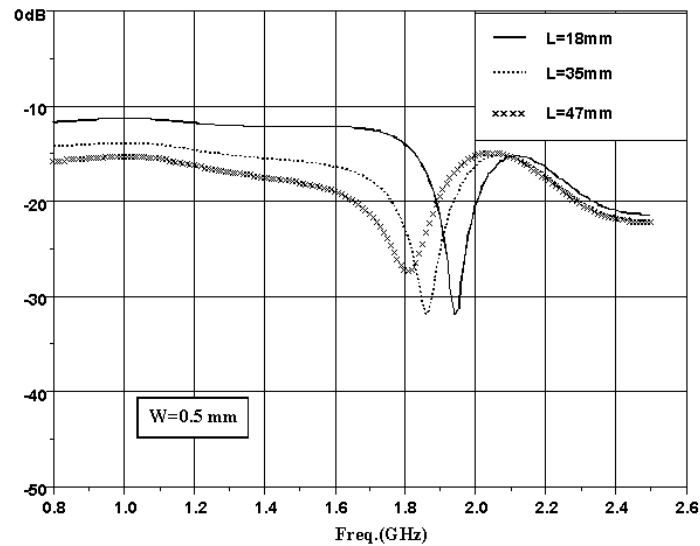


Fig. 56 : Courbes de $|S_{21}|$ simulées avec IE3D pour une largeur de ligne de neutralisation $W=0,5\text{mm}$ et pour différentes longueurs physiques L

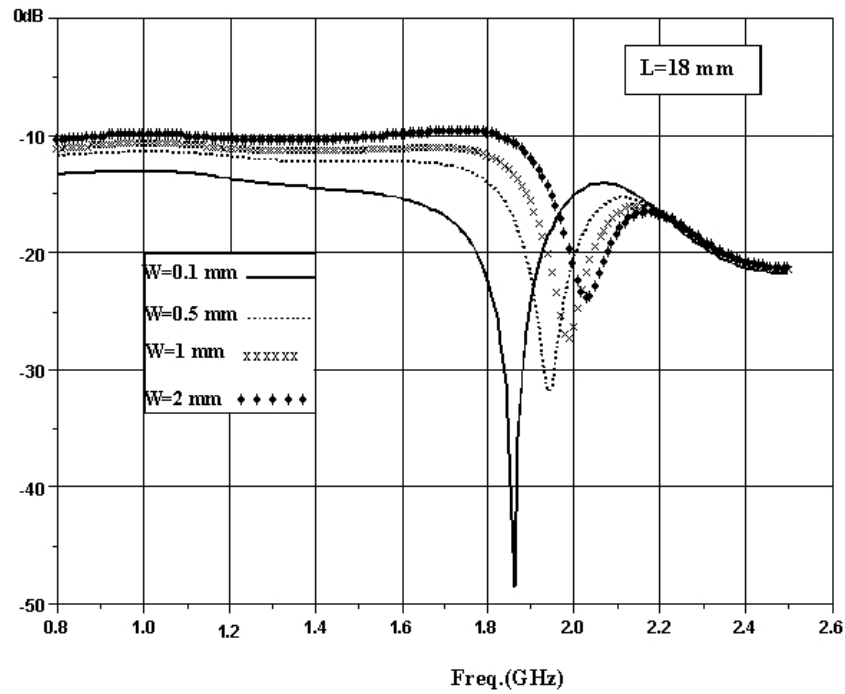


Fig. 57 : Courbes de $|S_{21}|$ simulées avec IE3D pour une longueur de ligne de neutralisation $L=18\text{mm}$ et pour différentes longueurs physiques W

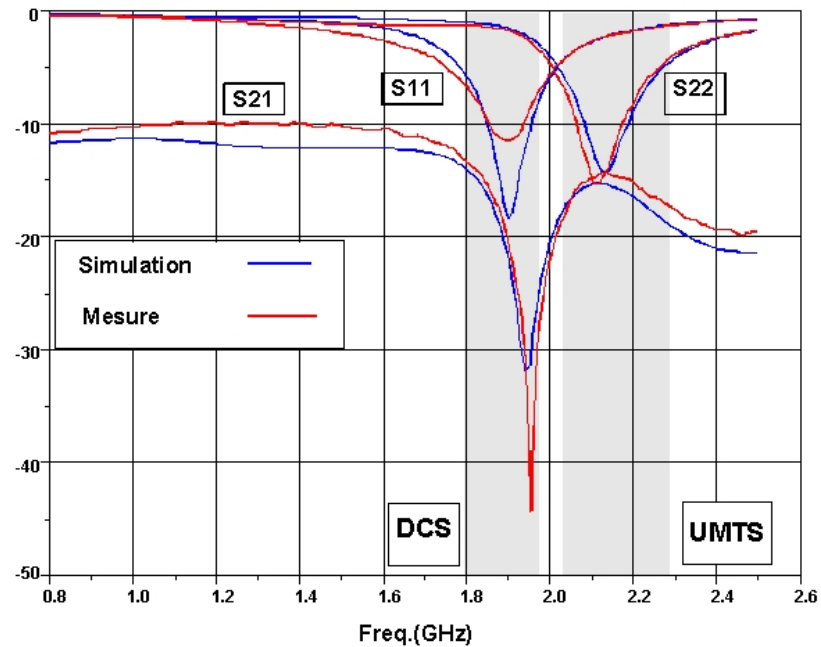


Fig. 58 : $|S_{ij}|$ simulés et mesurés des *PIFAs* associées sur le même PCB avec leur alimentation reliée par une ligne de neutralisation ayant $L=18\text{mm}$, $W=0,5\text{mm}$

La seconde façon d'implémenter notre technique consiste à relier les courts-circuits des deux *PIFAs*. Il en résulte une courbe de $|S_{21}|$ très plate dans la bande de fréquence d'utilisation avec des niveaux très faibles aux alentours de -18/-20 dB (Figure 59) et des niveaux d'efficacité semblables à ceux obtenus lors de la première implémentation de cette technique (90%).

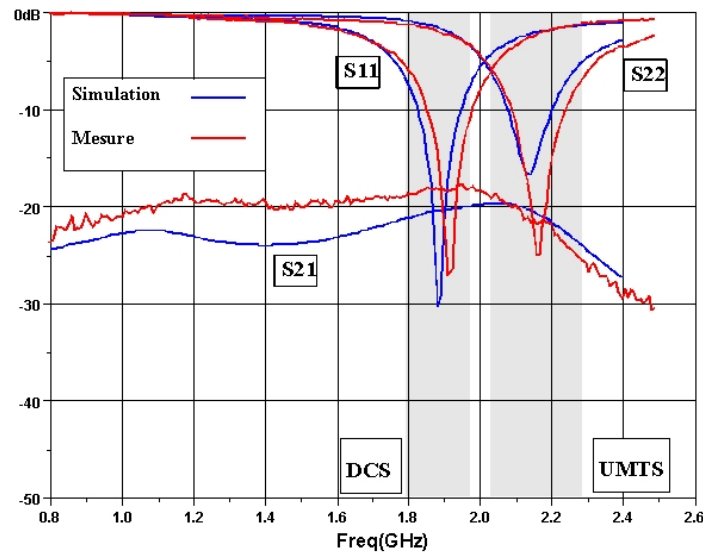


Fig. 59 : $|S_{ij}|$ simulés et mesurés des *PIFAs* associées sur le même PCB avec leurs courts-circuits reliés par une ligne de neutralisation $L=18\text{mm}$, $W=0,5\text{mm}$

Une interprétation plus fine et un modèle équivalent de type ligne de transmission sont donnés dans la section suivante 5.2 mais il est à noter la chose suivante : beaucoup de courant circule sur la ligne de neutralisation (Figure 60) et le comportement décrit comme un filtre réjecteur précédemment est vraiment trop simpliste pour décrire des phénomènes de couplages et de compensations électromagnétiques complexes qui interviennent au sein de cette structure. Il est cependant assuré à la vue de ces résultats que notre solution de neutralisation permet efficacement d'isoler les ports d'alimentation des antennes *PIFAs* puisque que peu d'énergie vient se dissiper dans l'impédance de charge du port de l'antenne non alimentée (cf. $|S_{21}|$). D'autre part, nous constatons qu'il est évident que les antennes sont toujours mutuellement couplées : lorsque l'une d'entre elles est alimentée, beaucoup de courant circule sur la ligne de neutralisation (et d'ailleurs rayonne) en direction du plateau horizontal de l'antenne non-alimentée et non pas dans son port d'alimentation. Cela veut donc dire que les deux antennes participent au rayonnement total du système antenne.

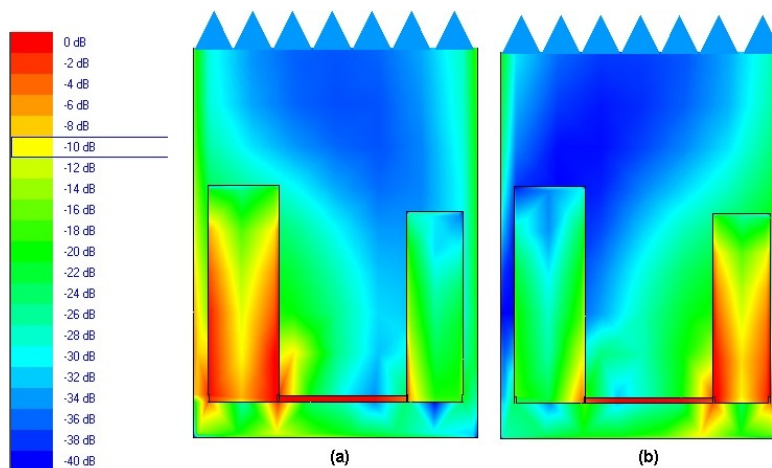
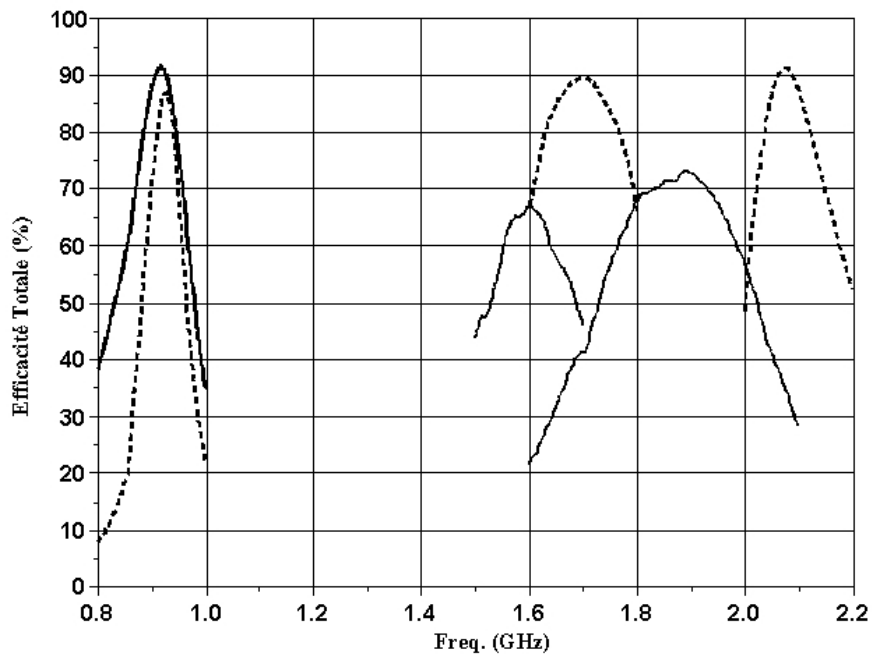
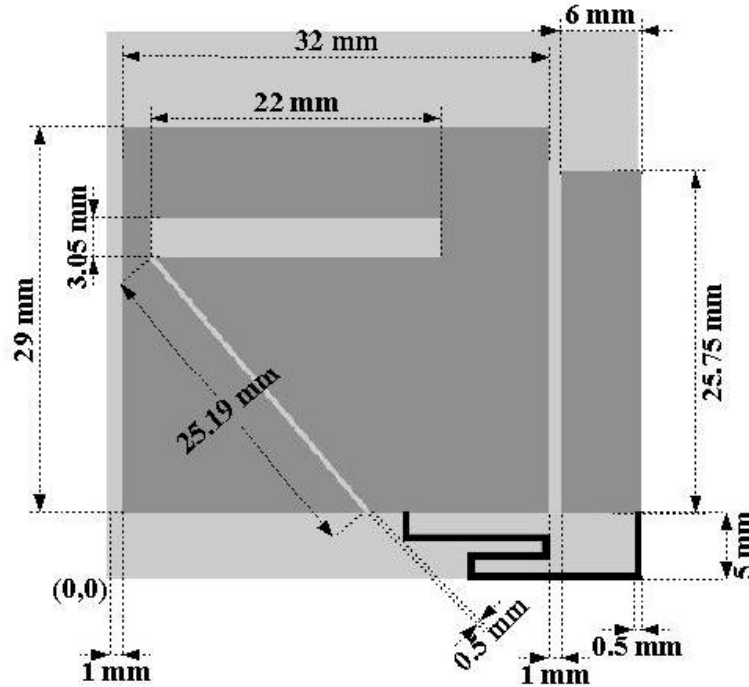


Fig. 60 : Courants de surface simulés des *PIFAs* reliées par une ligne de neutralisation entre leurs languettes de court-circuit. (a) Antenne *DCS* excitée à 1,88 GHz, (b) Antenne *UMTS* excitée à 2,1 GHz

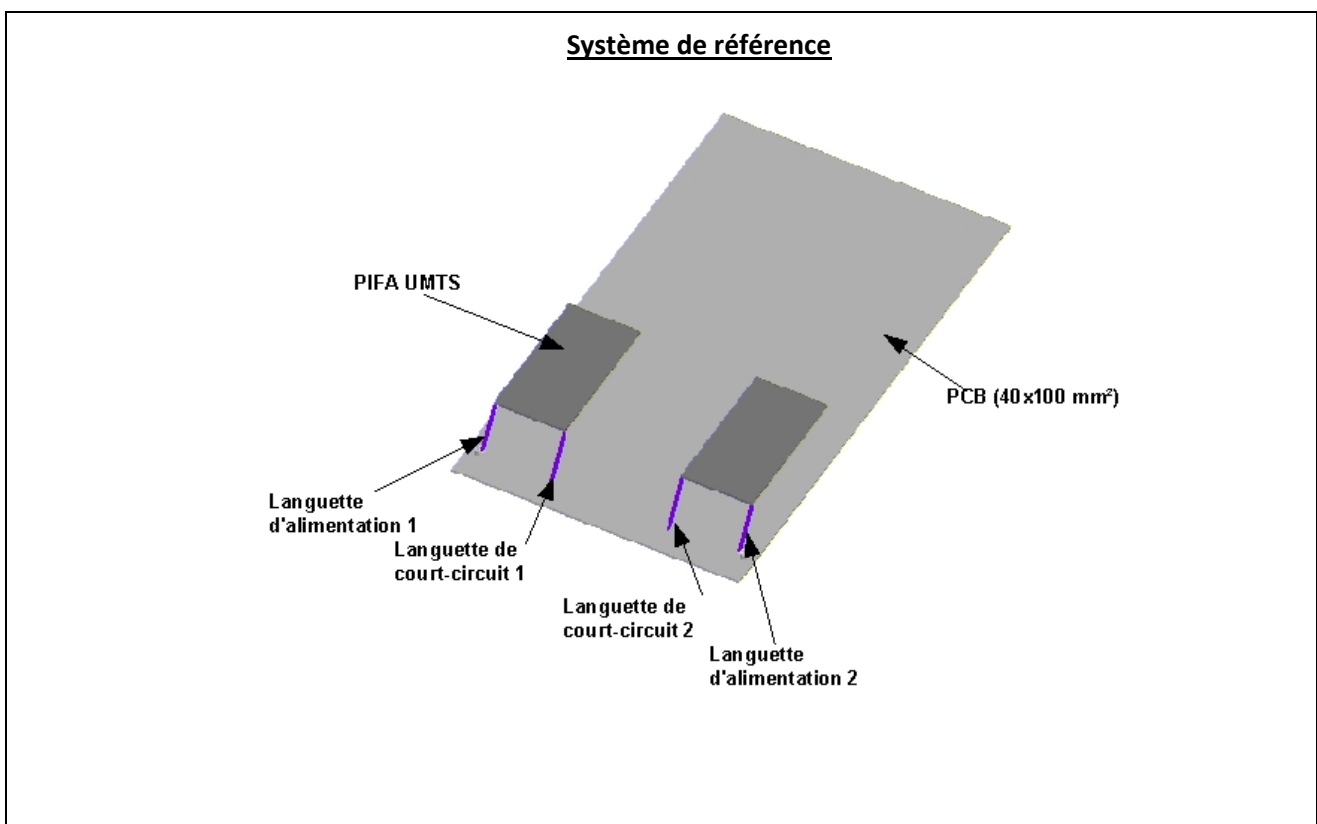


5.2 - Systèmes multi-antennaires pour diversité et MIMO

Une suite logique de ces travaux a consisté à **neutraliser deux antennes fonctionnant dans la même bande de fréquences** pour favoriser la qualité de la communication dans les **applications de réception en diversité ou de type MIMO** (*Multiple Input Multiple Output*). Il n'était pas prévu par l'équipe de nous diriger vers ce type de recherche mais compte tenu de la simplicité de la solution de neutralisation, nous avons été fortement tentés de savoir si cette technique pouvait aussi fonctionner pour isoler les ports d'alimentation d'antennes qui fonctionnent à la même fréquence. Pour cela, nous avons choisi le standard *UMTS (WCDMA)* qui a été conçu pour pouvoir éventuellement fonctionner avec des systèmes multi-antennaires pour de la diversité et du MIMO au niveau du terminal mobile.

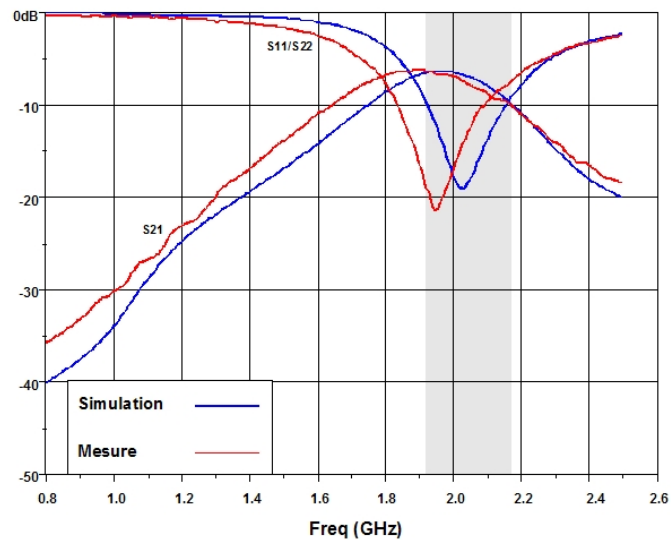
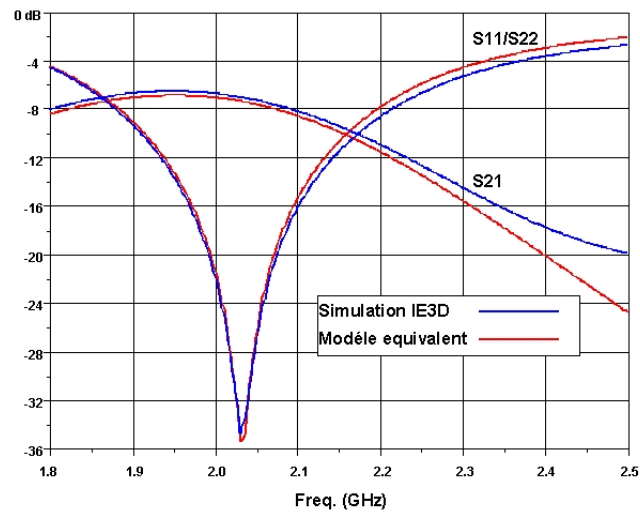
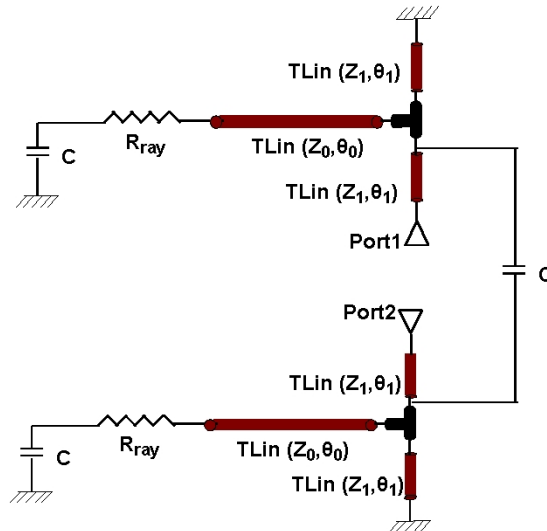
Nous avons donc commencé par concevoir un système de référence avec deux *PIFAs UMTS* positionnées sur le côté supérieur d'un PCB ayant pour dimensions $100 \times 40 \text{ mm}^2$. Dans cette structure l'isolation entre les deux antennes atteint un maximum de -8 dB dans la bande *UMTS*. Nous avons ainsi essayé de modéliser cette structure à l'aide d'un modèle "ligne de transmission" à l'aide du logiciel de CAO ADS, cela en vue d'une optimisation de la ligne de neutralisation. Les étapes de modélisation et d'obtention de structures neutralisées sont résumées dans la fiche N°2.

FICHE 2 : Etapes de l'implémentation de la neutralisation sur deux antennes *PIFAs UMTS* à l'aide d'un modèle équivalent "ligne de transmission"

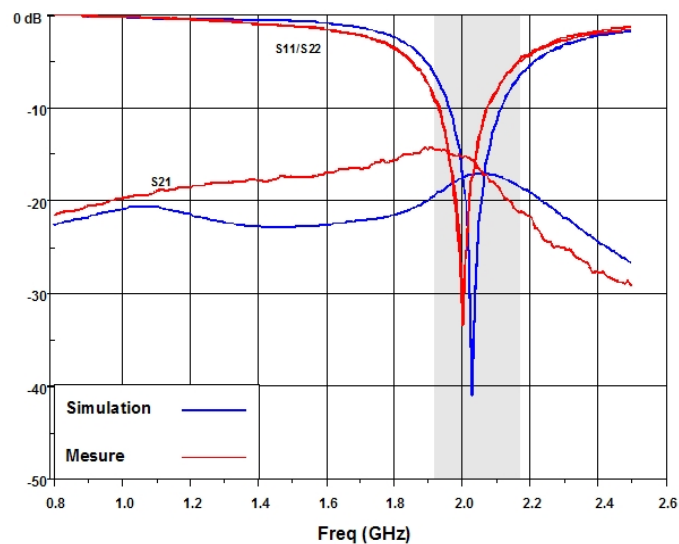
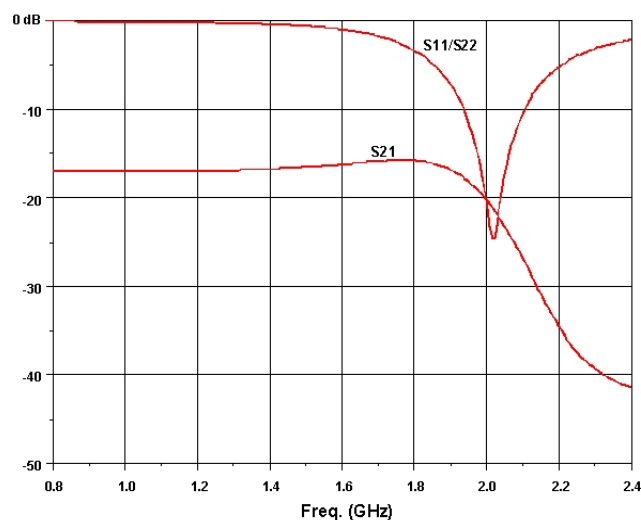
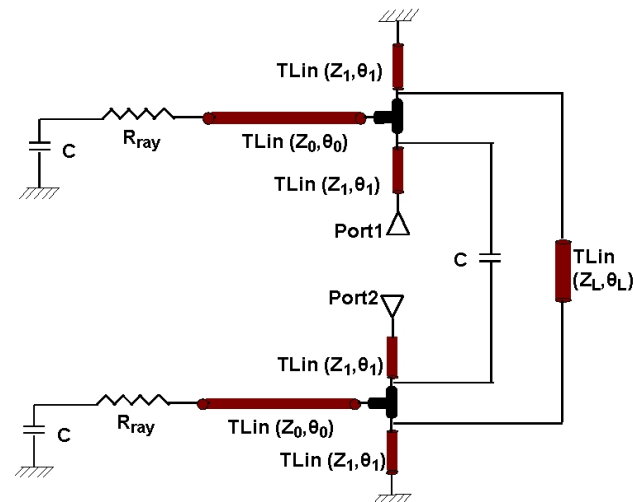


Modèle équivalent en ligne de transmission

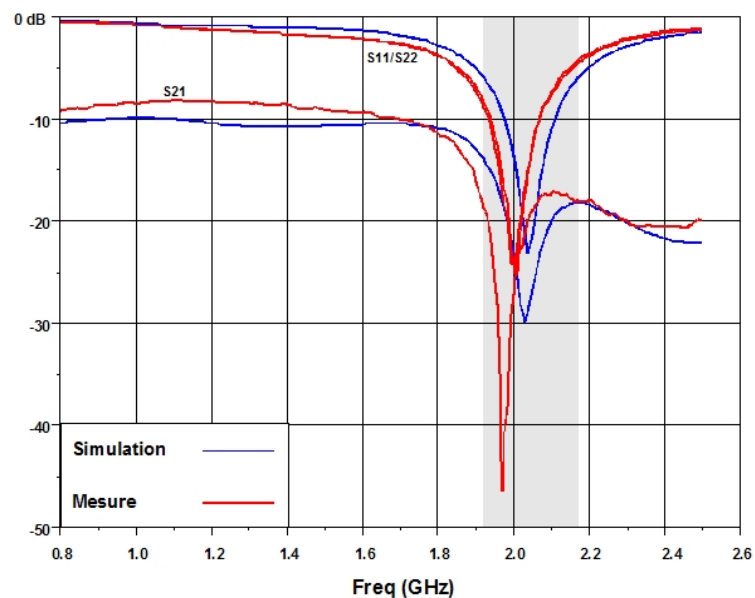
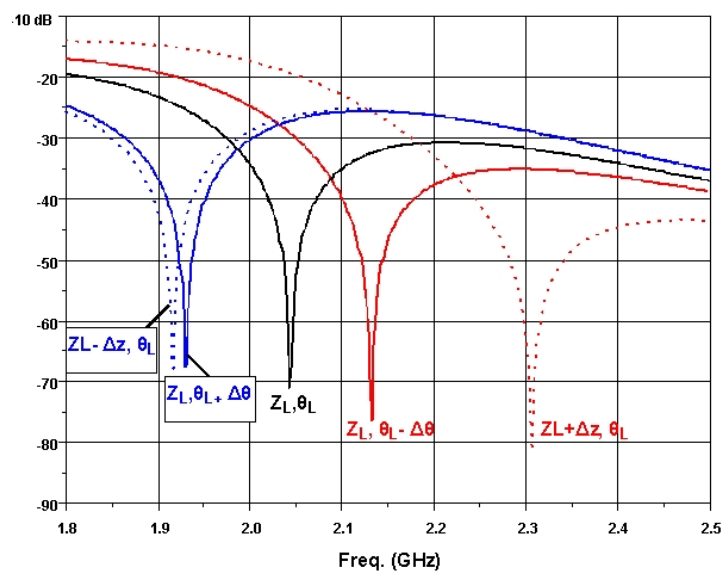
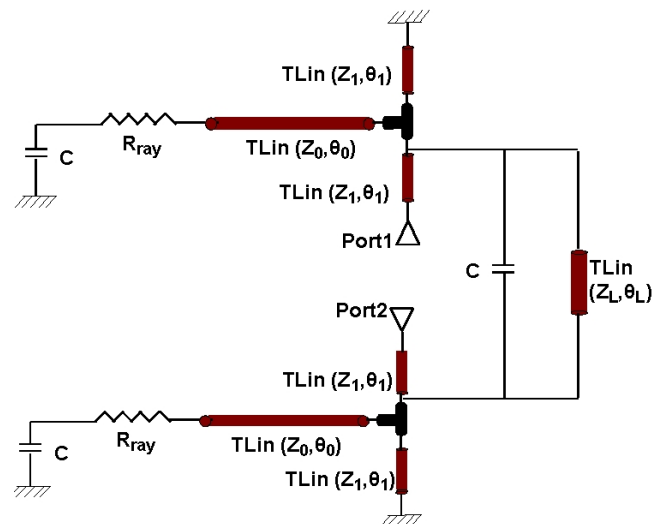
Le couplage entre les deux antennes est simplement modélisé par une capacité. Cette hypothèse se trouve être très "réaliste" dans la bande UMTS.



Mise en place d'une ligne de neutralisation entre les courts-circuits des *PIFAs* (la ligne est modélisée par une ligne de transmission). Le réglage fin de θ_L et Z_L permet d'obtenir le meilleur découplage. Il est à noter que le modèle de transmission prédit très correctement le comportement de la structure, seule une erreur de niveau peut apparaître comme nous pouvons le constater sur la mesure.



Le modèle équivalent fonctionne également pour le réglage de la ligne de neutralisation entre les points d'alimentation des deux PIFAs.



Nous voyons donc à travers cette fiche que la technique de neutralisation est aussi réglable lorsqu'il s'agit d'isoler deux antennes fonctionnant à la même fréquence. Les bénéfices obtenus sur l'efficacité totale des antennes sont du même ordre que ceux obtenus auparavant. Ils sont présentés en simulation sur la Figure 63 et en tant que mesure sur la Figure 64.

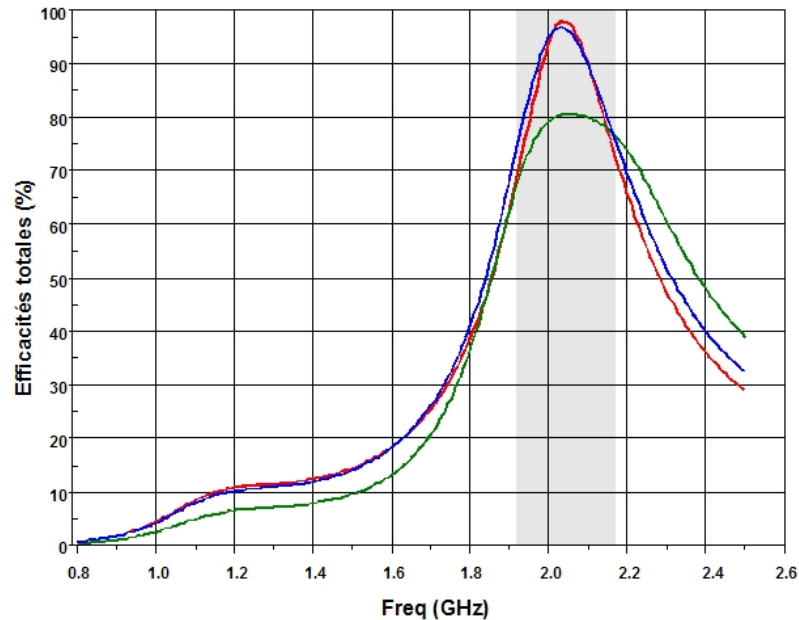


Fig. 63 : Courbes d'efficacité totales simulées du système sans neutralisation (vert), du système neutralisé sur les courts-circuits (bleu), du système neutralisé sur les alimentations (rouge)

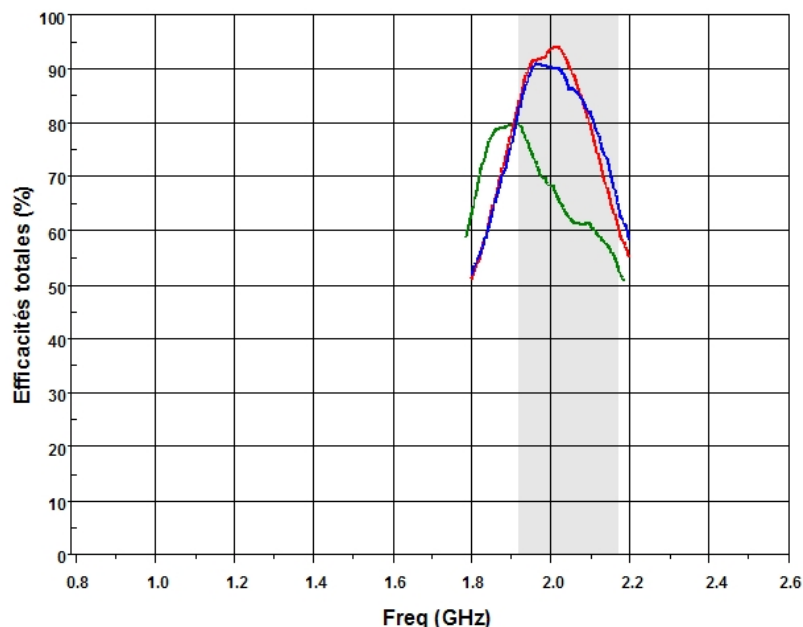


Fig. 64 : Courbes d'efficacité totales mesurées du système sans neutralisation (vert, le décalage est dû au décalage observé au niveau du $|S_{11}|$ mesuré), du système neutralisé sur les courts-circuits (bleu), du système neutralisé sur les alimentations (rouge)

Il est assez simple de comprendre pourquoi l'efficacité totale est améliorée si l'isolation sur le port des antennes est meilleure compte tenu de la formule qui sert à calculer cette efficacité totale.

$$\eta_{t1} = \eta_{ay1} (1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \quad (1)$$

$$\eta_{t2} = \eta_{ay2} (1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2) \quad (2)$$

La technique ayant fait ses preuves sur deux antennes, nous l'avons également implémentée avec succès sur quatre antennes *UMTS* positionnées sur le même PCB de téléphonie mobile (Fig. 65). Les résultats détaillés sont présentés dans [18-21].

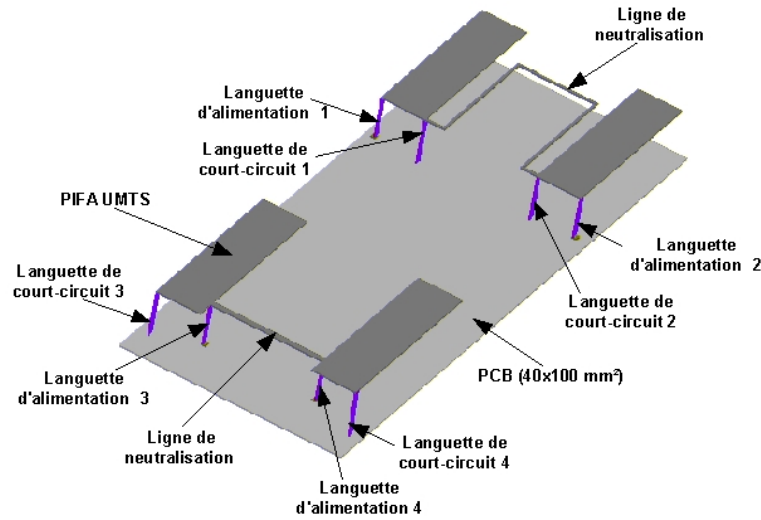


Fig. 65 : Vue 3D d'un des systèmes à quatre antennes conçu.

Comme il est précisé ci-dessus, nous n'avons pas prévu de nous orienter vers des applications de type diversité et/ou MIMO mais compte tenu de la simplicité de la technique de neutralisation à isoler deux antennes positionnées très proches sur un même PCB de téléphonie mobile, nous avons saisi l'opportunité qui se présentait à nous pour élargir nos compétences dans ces domaines. Nous nous sommes donc intéressés aux paramètres qui pouvaient quantifier la qualité d'un système multi-antennaire en termes de diversité et de MIMO. Ainsi, l'indépendance de signaux à évanouissements peut être évaluée à partir de l'enveloppe de corrélation qui dépend de l'environnement où le système multi-antennaire est positionné. Le cas canonique ou plutôt général consiste à celui d'un environnement multi-trajet uniforme qui correspond en fait à un environnement dit à "évanouissements de Rayleigh" où les signaux reçus sur les antennes possèdent toutes les polarisations et toutes les directions d'arrivée. Dans ce cas, on peut utiliser la formule exacte de l'enveloppe du coefficient de corrélation d'un système à deux antennes (Eq. 3) qui se réfère aux champs électriques des diagrammes de rayonnement des antennes impliquées. Nous pouvons aussi utiliser la forme simplifiée (Eq. 4) si certaines conditions sont remplies [16] mais qui se calcule de façon très rapide car elle ne fait intervenir que les paramètres S_{ij} des deux antennes [22-23].

$$\rho_{\theta\phi} = \frac{\left| \int_{\Omega} XPR \cdot E_{\theta}(\Omega) E_{\theta}^*(\Omega) \cdot E_{\phi}(\Omega) E_{\phi}^*(\Omega) d\Omega \right|^2}{\int_{\Omega} XPR \cdot G_{\theta}(\Omega) \cdot G_{\phi}(\Omega) d\Omega \int_{\Omega} XPR \cdot G_{\theta}(\Omega) \cdot G_{\phi}(\Omega) d\Omega} \quad (3)$$

XPR étant la discrimination de polarisation égale à 1 ou 0 dB dans un environnement uniforme multi-trajets.

$$\rho_{\theta\phi} = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{12}^* S_{11}|^2}{1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2 - |S_{21}|^2 - |S_{22}|^2} \quad (4)$$

Il est communément admis que l'enveloppe de corrélation doit-être inférieure à 0,5 pour assurer une bonne indépendance ou diversité des signaux reçus sur chaque antenne. Nous avons pu démontrer que les formules (3) et (4) conduisaient aux mêmes résultats et que ce coefficient était toujours inférieur à 0,05 pour nos systèmes neutralisés. Le gain effectif moyen (MEG) est aussi un indicateur important car il traduit l'efficacité totale d'une antenne par rapport à un environnement donné. Dans un système multi-antennaire, si les MEG des deux antennes sont approximativement égaux, cela traduit le fait que la même quantité d'énergie vient les "frapper" et que celles-ci participent donc de façon identique à l'amélioration globale de la réception des signaux [24].

$$MEG = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{XPR}{1 + XPR} G_{\theta}(\theta, \phi) P_{\theta}(\theta, \phi) + \frac{1}{1 + XPR} G_{\phi}(\theta, \phi) P_{\phi}(\theta, \phi) \right) \sin \theta d\theta d\phi \quad (5)$$

avec dans un environnement multi-trajet uniforme $P_{\theta}(\Omega) = P_{\phi}(\Omega) = 1/4\pi$ et $XPR = 1$ ou 0 dB.

Pour évaluer l'enveloppe de corrélation et le MEG de nos concepts d'antennes neutralisées à deux ou quatre éléments, des codes de calculs utilisant ces formules ont été spécifiquement développés. Il était également important de valider ces données par des mesures, tant dans un environnement multi-trajet que dans un environnement réel. Ce type de mesures étant complètement nouvelles pour nous, **j'ai préféré nouer des partenariats avec des experts de la caractérisation de systèmes MIMO pour nous permettre de valider nos prototypes sans ambiguïté.** J'ai en effet préféré constituer des partenariats en m'appuyant sur les compétences reconnues d'autres laboratoires plutôt que de dupliquer leurs systèmes de caractérisation au LEAT.

Ainsi, l'expérience acquise auprès de nos partenaires à l'aide de nombreuses visites et missions scientifiques du COST284 mais aussi à travers le réseau Européen d'Excellence ACE nous ont permis de progresser très rapidement dans ce domaine.

C'est ainsi que j'ai pu bénéficier des compétences du **Chalmers Institute** et de la compagnie **Bluestest** pour la caractérisation **en diversité** de nos prototypes en **chambre réverbérante**. Une chambre réverbérante est une cavité électromagnétique dont les champs sont brassés par des moyens mécaniques pour obtenir une distribution qui est statistiquement isotrope et homogène même si la cavité métallique contient cependant un nombre limité de modes résonnants. Ces modes, qui sont caractérisés par leurs largeurs de bande et leurs fréquences de résonance, sont perturbés lorsqu'un objet agitateur est en mouvement dans la chambre. Lorsqu'une antenne émettrice excite la chambre, la puissance injectée par cette dernière créera une distribution modale des champs qui va changer si l'agitateur est déplacé à une nouvelle position ce qui créera à chaque instant un environnement multi-trajets statique. Ainsi chaque puissance reçue par une antenne dans la chambre pour différentes positions de l'agitateur suivra une distribution de type χ^2 avec deux degrés de liberté.

Nous avons ainsi eu accès à une des chambres réverbérantes de la société Bluestest ayant pour dimensions $1 \times 0,8 \times 1 \text{ m}^3$ [12]. Les antennes émettrices qui excitent les modes dans la chambre sont trois monopoles montés sur trois murs différents de la chambre. Ces trois monopoles sont connectés à un commutateur qui permet de sélectionner une des antennes lors de la mesure. La chambre comprend deux agitateurs mécaniques sous forme d'une palette métallique qui se déplace sur des joints. Chaque palette est posée sur un rail qui par rotation, permet de les déplacer le long d'une longueur murale complète. Les deux rails des palettes peuvent être tournés dans le même sens pour déplacer les palettes sur des chemins parallèles afin de couvrir le mur entier ou dans des sens opposés. La chambre comprend aussi un plateau tournant sur lequel est placée l'antenne sous test. Lors de la mesure, 100 rotations de ce plateau sont généralement effectuées pour pouvoir obtenir plusieurs mesures. Un analyseur de réseau est utilisé pour mesurer le coefficient de transmission S_{21} entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice. Sur le port N°1 de l'analyseur de réseau est connecté le commutateur qui conduit aux trois monopoles excitateurs et sur le port N°2 l'antenne sous test. Une chambre réverbérante permet donc très rapidement de mesurer ce transfert d'énergie mais elle présente l'inconvénient de ne pas donner accès aux champs rayonnés. Il est à noter qu'un environnement uniforme multi-trajet délivre généralement des résultats optimistes en termes de gain en diversité un peu comme une chambre anéchoïde à tendance à le faire par rapport à une antenne utilisée en extérieur. Cependant, il est très intéressant de passer par cette étape de caractérisation qui permet de donner une bonne indication des performances d'un système antennaire dans un environnement réel.

Grâce aux diverses mesures effectuées, nous avons ainsi pu extraire de nombreux paramètres qui caractérisent des communications en diversité ou en MIMO. Dès que cela était possible, nous avons toujours essayé de comparer ces résultats de mesures avec nos calculs analytiques, nos simulations, nos mesures en *Wheeler Cap* ou nos résultats issus de nos codes de calculs. Il en est toujours ressorti que nos prototypes neutralisés étaient systématiquement meilleurs d'environ 10% par rapport à des prototypes non-neutralisés (voire plus dans le cas de système à 4 antennes). Il serait trop long de présenter toutes les mesures effectuées en diversité et en MIMO à Chalmers mais les Figures 66 à 73 et les tableaux 3 et 4 présentent quelques résultats obtenus. Il est à noter que nous avons aussi pu caractériser nos prototypes en présence d'un fantôme simulant la tête d'un utilisateur. Des résultats détaillés peuvent être trouvés dans [21, 25].

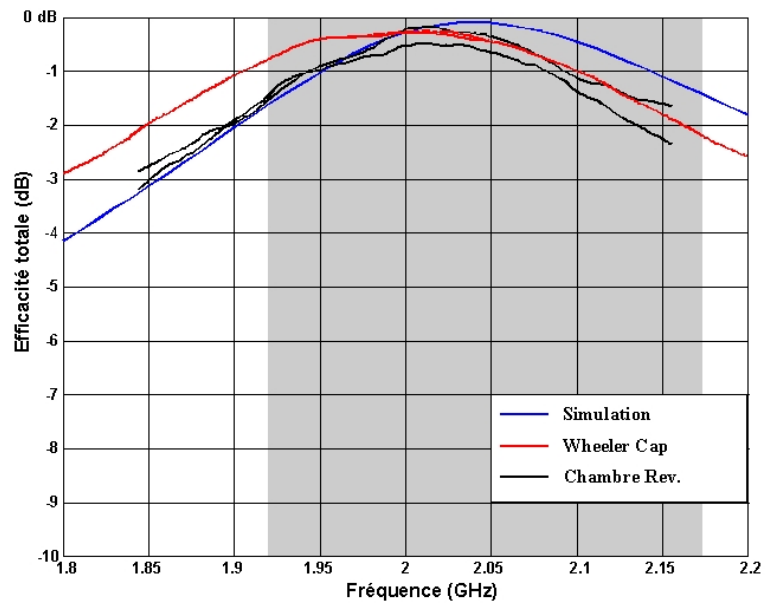


Fig. 66 : Comparaison des efficacités totales obtenues d'un système à deux antennes neutralisées

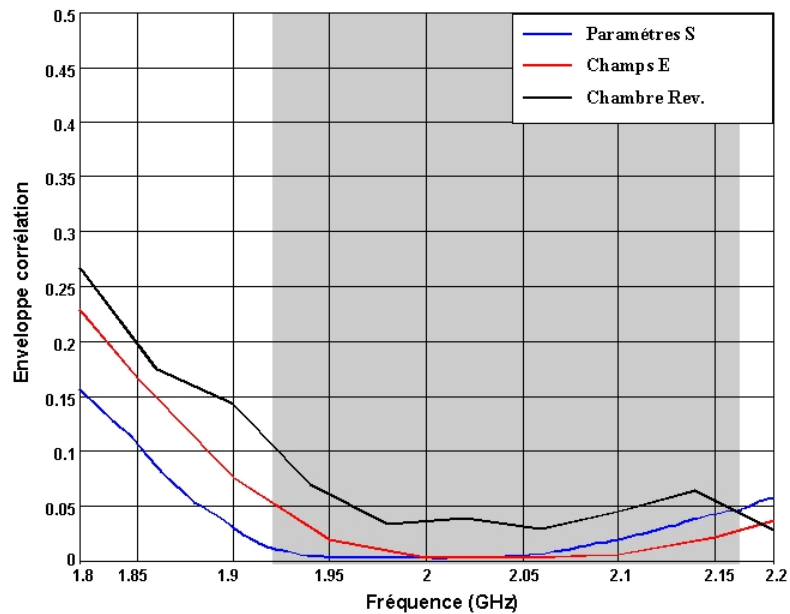


Fig. 67 : Comparaison de l'enveloppe de corrélation obtenue d'un système à 2 antennes neutralisées

Système	DG à 1%	η_{tot} meilleure branche	DSG à 1%
Système de référence	8,55 dB / 10,18 dB	-0,75 dB / -1 dB	7,8 dB / 9,18 dB
Ligne entre les alimentations	9,75 dB / 10,2 dB	-0,25 dB / -0,1 dB	9,5 dB / 10,1 dB
Ligne entre les courts-circuits	9,2 dB / 10,2 dB	-0,4 dB / -0,15 dB	8,8 dB / 10,06 dB

Tableau 2 : Performances en diversité simulées (grisé) et mesurées dans une chambre réverbérante à 2 GHz pour des systèmes à deux antennes



Fig. 68 : Photo de la mesure d'un système multi-antennaire en présence d'une tête (fantôme) dans la chambre réverbérante Bluetest

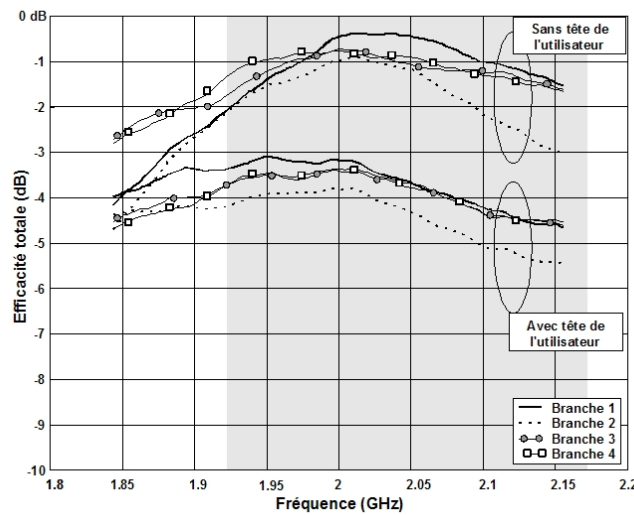


Fig. 69 : Efficacités totales mesurées en chambre réverbérante des quatre antennes d'un système neutralisé avec et sans la tête d'un utilisateur

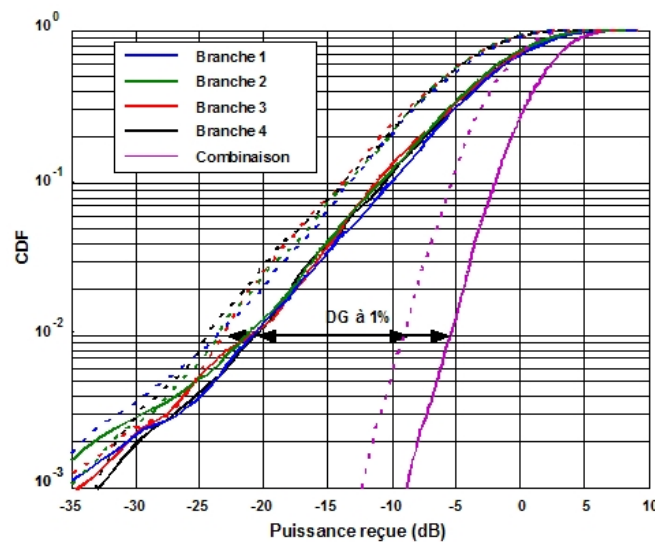


Fig. 70 : Courbes de probabilités cumulées *CDF* des puissances mesurées en chambre réverbérante d'un système neutralisé à quatre antennes avec (pointillés) et sans (traits pleins) la tête d'un utilisateur. Le gain en diversité (combinaison par sélection) est extrait en effectuant la différence en dB avec la courbe de puissance combinée à droite et les autres courbes à gauche.

Prototypes	Tête de l'utilisateur	η_{tot} meilleure branche	DG	DSG
Initial	Sans	-1,1 dB	13,97 dB	12,87 dB
	Avec	-4,1 dB	14,02 dB	9,92 dB
N°1	Sans	-0,3 dB	14,36 dB	14,06 dB
	Avec	-1,9 dB	14,21 dB	12,31 dB
N°2	Sans	-0,4 dB	14,4 dB	14 dB
	Avec	-3,1 dB	14,08 dB	10,98 dB

Tableau 3 : Performances en diversité des systèmes à 4 antennes mesurées dans une chambre réverbérante à la fréquence de 2 GHz avec et sans la tête de l'utilisateur

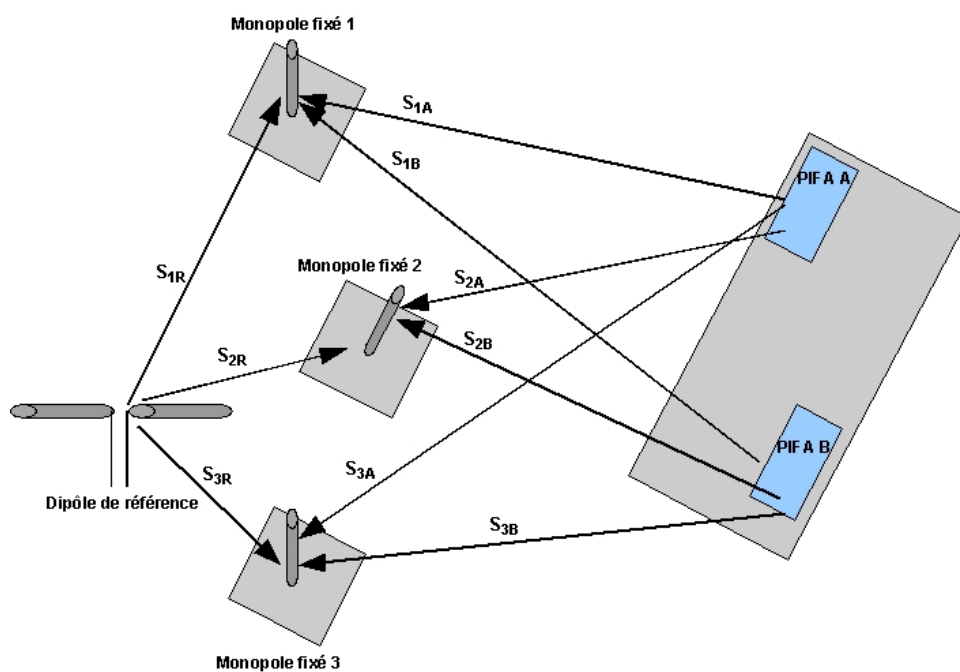


Fig. 71 : Principe de mesure de la capacité MIMO dans la chambre réverbérante Bluetest

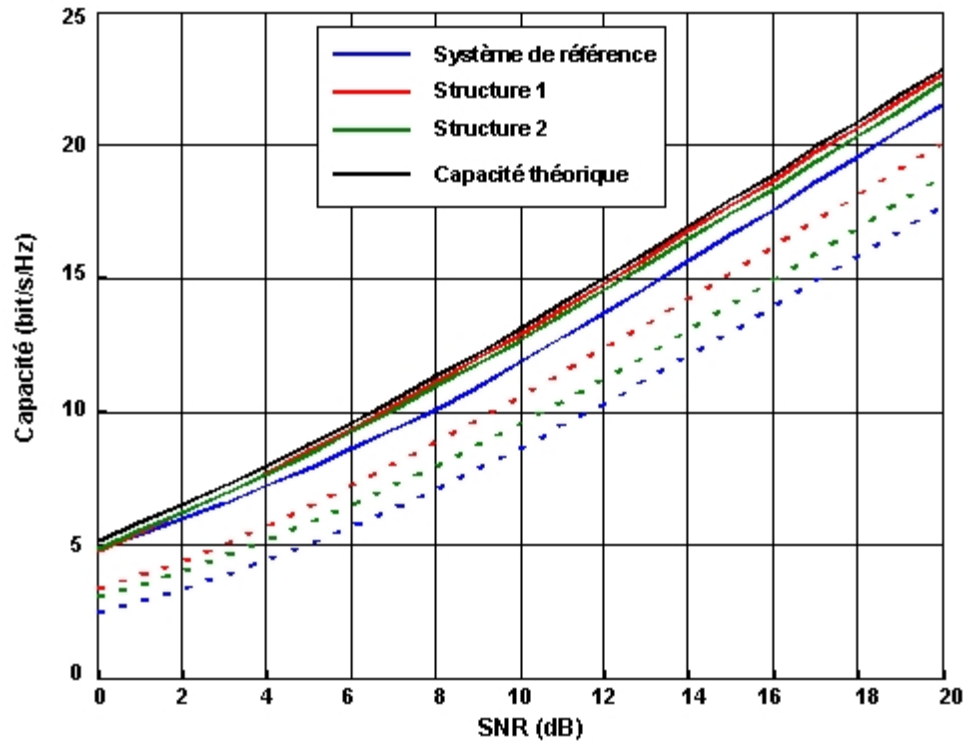


Fig. 72 : Capacité (bit/s/Hz) en fonction du Signal sur Bruit (SNR) à 2GHz de tous les systèmes à quatre antennes évalués dans la chambre réverbérante avec (pointillés) et sans (traits pleins) la tête de fantôme

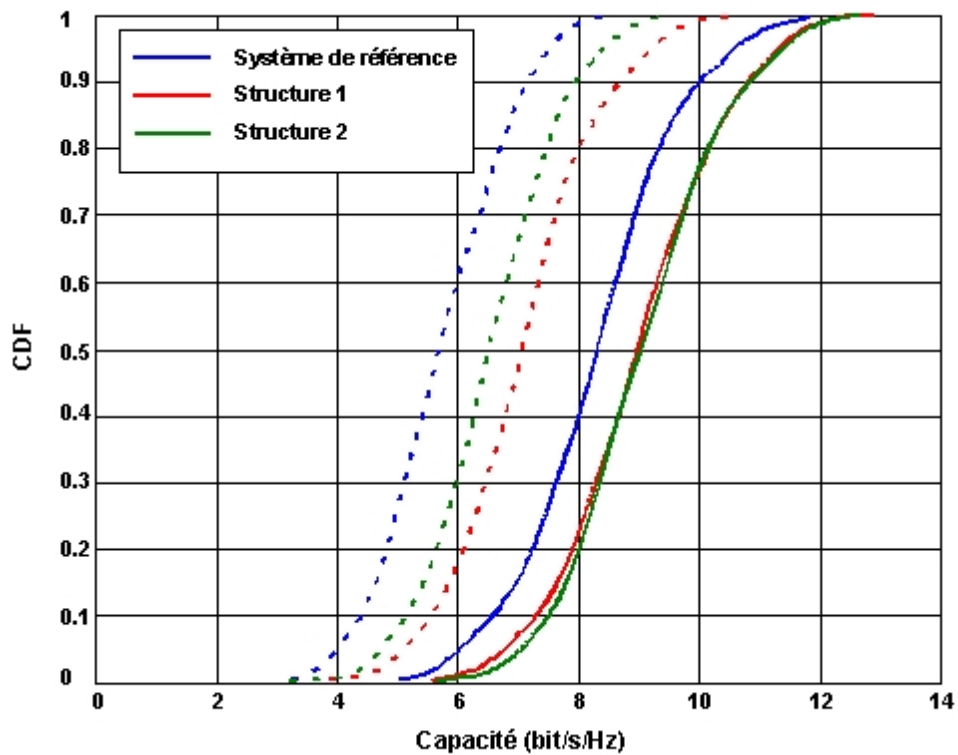


Fig. 73 : Courbes de CDF de la capacité (bit/s/Hz) de tous les systèmes à quatre antennes évalués dans la chambre réverbérante pour un SNR de 10 dB à 2 GHz avec (pointillés) et sans (traits pleins) la tête de fantôme

Passée cette première étape de mesures, nous avons également eu la possibilité de nouer un partenariat avec le **RadioLab d'Helsinki TKK** pour une caractérisation en diversité et en MIMO à l'aide de leur code "maison" appelé **MEBAT** qui a été développé à partir d'une base de données issue de plusieurs campagnes d'acquisition. Cette base de données est composée de mesures effectuées en *indoor* (pico-cellule) dans l'Université d'Helsinki et en *outdoor* (micro-cellule) sur plusieurs routes en banlieue d'Helsinki. Pour obtenir une évaluation des performances en diversité ou en MIMO d'un système multi-antennaire, il faut fournir en entrée du code les champs électriques complexes rayonnés sur toute la sphère (simulés ou mesurés) des antennes de la structure à analyser. Ces antennes sont positionnées en réception. Il faut aussi choisir la cellule (environnement) dans laquelle on désire effectuer les mesures, ainsi que le nombre d'antennes à l'émission. A l'issue du calcul, nous récupérons une matrice complexe du canal de propagation qui inclut le système multi-antennaire à analyser, de dimensions $m \times n \times p$ avec m étant le nombre d'antennes à l'émission, n celui d'antennes à la réception et p le nombre de mesures effectuées. Ce nombre p dépend de la longueur de la route mais 4 mesures par λ sont effectuées à 2 GHz. La longueur de la route choisie en *indoor* est de 64 mètres. Elle est divisée avec un pas de 3,7 cm soit 1717 mesures, alors que celle choisie pour l'environnement *outdoor* est de 87 mètres soit 2500 mesures [26]. Dans le cas d'une analyse en diversité dite aussi SIMO (*Single Input Multiple Output*), il s'agit simplement de choisir une seule antenne à l'émission. A l'émission, deux types de systèmes d'antennes peuvent être sélectionnés : un système d'antennes linéaire dont les éléments sont espacés de $4,2 \lambda$ et un système d'antennes en zigzag dont les éléments sont espacés de 3λ . Chaque élément de ces deux systèmes est une antenne à double polarisation. Après une caractérisation dans un environnement multi-trajet uniforme en chambre réverbérante, ce partenariat nous permettait donc de caractériser nos systèmes antennaires dans un environnement plus réaliste. Il est à noter que cette collaboration nous a permis d'obtenir le **Best paper de la European Conference on Antennas and Propagation 2007** [27]. Les figures 74 et 75 et le tableau 4 décrivent quelques résultats obtenus.

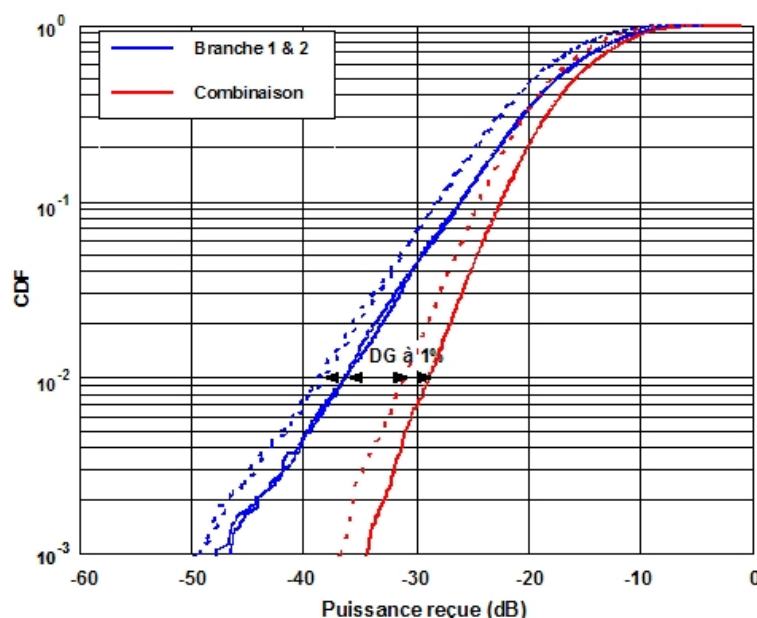


Fig. 74 : Courbes de CDF des puissances reçues estimées avec MEBAT en *outdoor* pour un système à deux antennes non neutralisées (pointillés) et neutralisées (traits pleins)

Prototype	η_{tot} meilleure branche	Indoor		Outdoor	
		DG à 1%	DSG à 1%	DG à 1%	DSG à 1%
Système de référence à 2 antennes	-1 dB	8,63 dB	7,63 dB	7,25 dB	6,25 dB
Système neutralisé à 2 antennes	-0,1 dB	8,87 dB	8,77 dB	7,44 dB	7,34 dB
Système de référence à 4 antennes	-1,4 dB	13,9 dB	12,5 dB	13,75 dB	12,35 dB
Système neutralisé 1 à 4 antennes	-0,22 dB	14,63 dB	14,41 dB	13,96 dB	13,74 dB
Système neutralisé 2 à 4 antennes	-0,3 dB	14,65 dB	14,35 dB	14 dB	13,7 dB

Tableau 4 : Performances en diversité des systèmes multi-antennaires estimées avec l'outil MEBAT

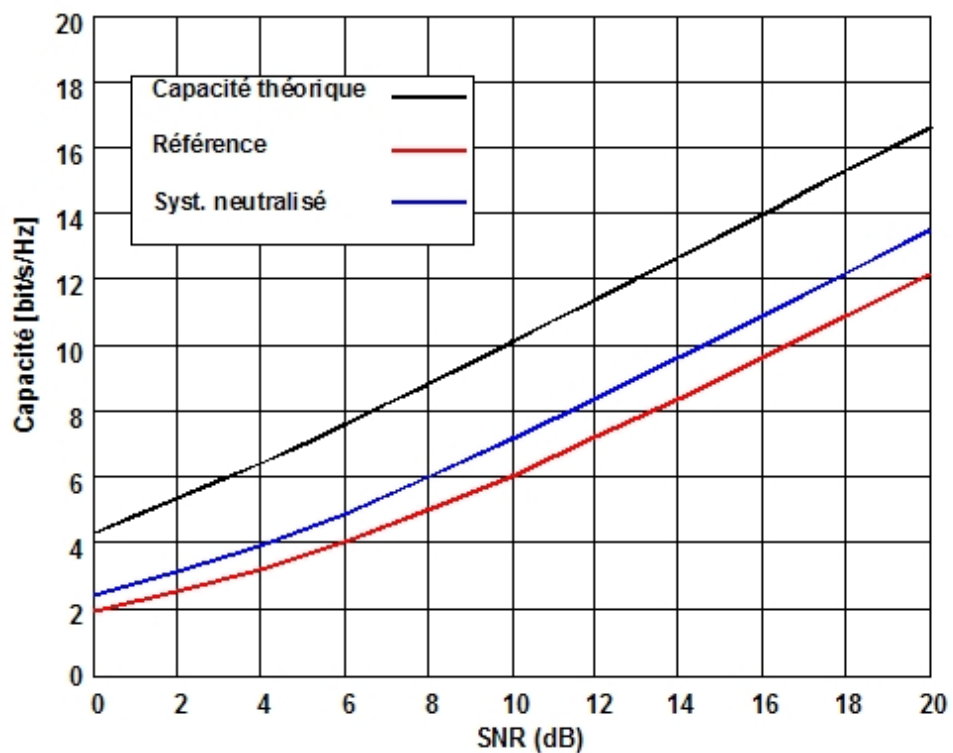


Fig. 75 : Capacité (bit/s/Hz) en fonction du SNR des systèmes à deux antennes neutralisées et non neutralisées obtenues avec le code MEBAT en *indoor*

Dans ces deux campagnes de mesure, les performances d'un système de référence avec une faible isolation entre antennes ont systématiquement été comparées avec celles de systèmes ayant une forte isolation obtenue à l'aide de notre technique de neutralisation. Si dans tous les cas, les enveloppes de corrélation restent faibles, l'évaluation des gains de diversité du système (DSG) et des capacités MIMO montre qu'une meilleure isolation maximise systématiquement les performances des prototypes. L'évaluation des performances en diversité avec la présence de la tête d'un utilisateur montre la même tendance. En effet, toutes les structures subissent l'influence néfaste et "absorbante" de la tête de l'utilisateur quasiment de la même façon mais l'efficacité totale des antennes neutralisées reste supérieure car elle l'était déjà avant l'introduction du fantôme.

Les comparaisons des résultats obtenus en milieu de propagation uniforme (chambre réverbérante) et avec un environnement réel (MEBAT) ont permis de révéler des choses très intéressantes. **Les meilleures performances sont toujours obtenues dans un environnement multi-trajet uniforme** mais l'amélioration obtenue en % avec les prototypes neutralisés dans cet environnement est quasiment celle que l'on retrouve dans un environnement réel [28-29]. Il en résulte que l'outil de caractérisation "chambre réverbérante" pourrait être utilisé comme système de mesure de référence puisqu'il est capable d'évaluer les performances comparées de deux prototypes quel que soit l'environnement de propagation. Une initiative de ce type a débuté parmi la structure de normalisation 3GPP.

Je voudrais aussi souligner l'originalité de notre approche (par la force des choses) ou de notre non-approche par rapport aux objectifs qui sont recherchés lorsque l'on essaye de concevoir des systèmes multi-antennaires pour des applications en diversité et de MIMO. Les approches classiques consistent à essayer d'obtenir de la diversité spatiale (espacer les antennes), de la diversité de polarisation (antennes rayonnant des polarisations orthogonales) ou de la diversité de diagramme (antennes ayant des diagrammes de rayonnement différents). Comme nous n'avons jamais cherché à réaliser des systèmes multi-antennaires pour des applications en diversité et MIMO, nous n'avons jamais étudié les approches traditionnellement utilisées. Notre approche a plutôt été dictée par nos compétences et connaissances sur les antennes miniatures à savoir maximiser l'isolation et l'efficacité totale des antennes mises en jeu. Fort de ces améliorations, nous avons ainsi pu évaluer les performances en termes de gain en diversité. Nous avons remarqué, à notre grande surprise, que le gain en diversité pour deux antennes dans une configuration *Selection Combining* à un niveau de 1% de probabilité approchait fortement les limites théoriques de 10.2 dB sans avoir essayé d'implémenter une quelconque technique spécifique de diversité. Cela est principalement dû à l'environnement multi-trajet dans lequel est évalué le téléphone portable : cela ne sert à rien d'optimiser le diagramme de rayonnement mais il s'agit plutôt d'optimiser le transfert de puissance du frontal vers l'antenne. **Les approches purement diversité ne semblent donc pas être les meilleures** et nous testons actuellement de nouveaux prototypes pour confirmer complètement notre analyse. Enfin, nous tenons à souligner que Monsieur Aliou Diallo a obtenu en 2008 **le prix du club EEA de la meilleure thèse Française de l'année 2007 dans la catégorie "Electronique"** pour ces travaux.

Aujourd'hui, nous essayons de développer quatre axes qui nous paraissent intéressants avec la thèse de Mademoiselle **Anissa CHEBIHI** qui a débuté en Novembre 2006. Tout d'abord, nous avons effectué une nouvelle campagne de mesure à Chalmers pour évaluer l'influence combinée de la tête et de la main d'un utilisateur sur des prototypes neutralisés ou non (Figures 76 et 77).

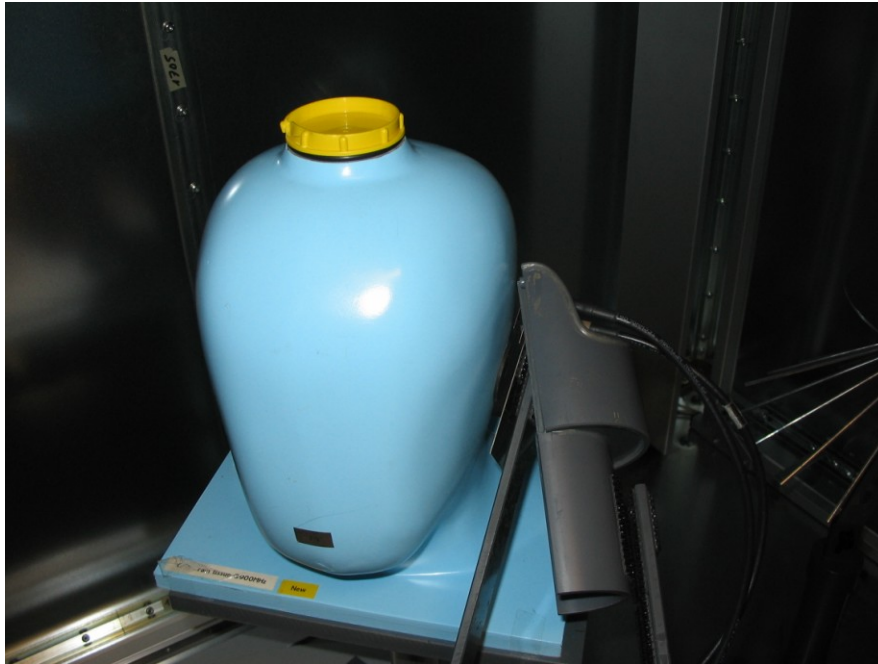


Fig. 76 : Photo du dispositif utilisé pour mesurer un système multi-antennaire en présence de la tête de fantôme et d'une main en PVC dans la chambre réverbérante Bluetest

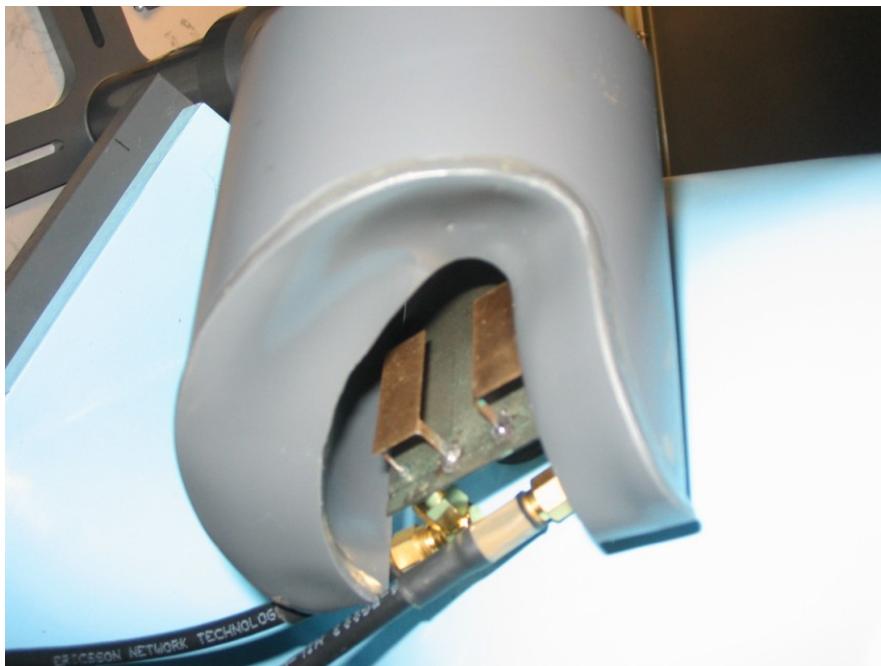


Fig. 77 : Zoom du dispositif utilisé pour modéliser la main en PVC

Un deuxième axe consiste à tester les limites de la technique de neutralisation. Les éléments utilisés dans la thèse de M. Diallo étant rapprochés au maximum de $0,12 \lambda_0$, nous essayons actuellement de voir si la technique de neutralisation est toujours efficace lorsque nous diminuons plus encore l'espacement entre deux *PIFAs* *UMTS* positionnées sur un petit PCB [25,30]. Nous venons de démontrer que l'on pouvait bénéficier d'un gain en diversité supérieur à 9,8 dB (Figure 78) lorsque les deux antennes sont quasiment côte-à-côte ($0,027 \lambda_0$).

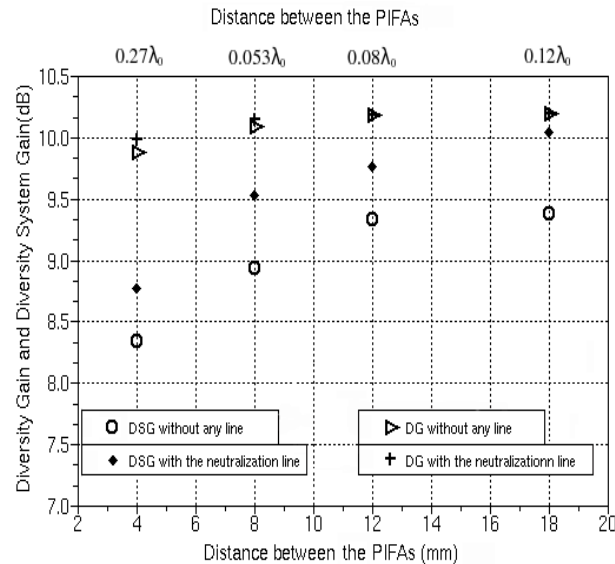


Fig. 78 : Gain en diversité (DG) et gain en diversité du système (DSG) de structures multi-antennaires lorsque la distance entre les *PIFAs* varie

Ces travaux nous ont conduits à essayer d'implémenter différemment la neutralisation. Nous avons réussi à isoler les *PIFAs* sans un lien physique mais plutôt par l'intermédiaire de deux lignes latérales connectées au *PCB* (Figure 79). Il s'agit néanmoins du même principe que précédemment : les courants sont forcés de circuler sur ces lignes avant de circuler sur le *PCB* pour progressivement s'annuler au niveau du port d'alimentation des deux *PIFAs* respectives. En parallèle à ces travaux, il est à noter que la possibilité de neutraliser les antennes sans lien physique a été évoquée à la conférence AP-S 2008 par G. Shaker sans toutefois présenter de réalisations [31].

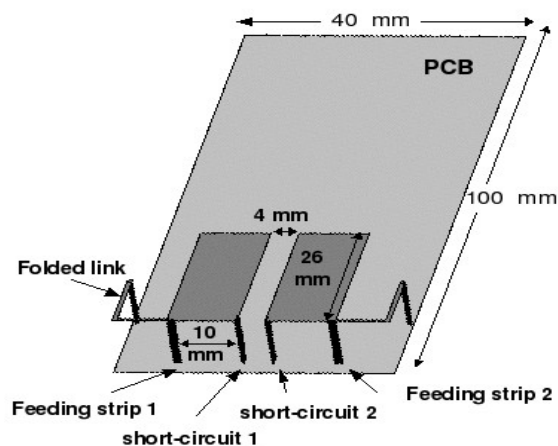


Fig. 79 : Nouvelle structure où la neutralisation s'effectue sans lien physique entre les deux *PIFAs*

Nous travaillons également sur des structures qui permettraient de réaliser de la diversité de polarisation. J'ai décidé de rassembler les travaux de thèse d'Aliou Diallo et Fabien Ferrero en une seule structure (Figure 80). Il s'agit d'appliquer des signaux ayant la même amplitude mais des phases différentes sur chaque *PIFAs*, cela en vue d'obtenir un petit réseau phasé à deux éléments. Les premiers résultats sont très prometteurs tant au niveau des modifications que l'on peut obtenir sur les diagrammes de rayonnement mais aussi au niveau des implications possibles sur la réduction du niveau du débit d'énergie absorbée dans la tête de l'utilisateur (DAS). SAGEM et le laboratoire privé allemand IMST sont partenaires de cet axe de travail.

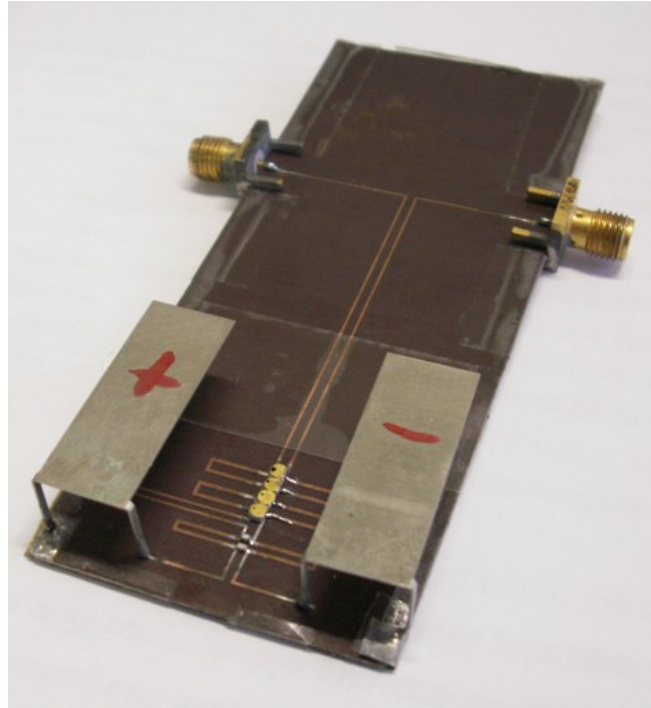


Fig. 80 : Réseau phasé de deux antennes *PIFAs* UMTS sur *PCB* alimentées par un déphaseur hybride microruban quasi-discret

Enfin, en parallèle, nous avons développé un banc de mesure en "champ proche" dans le cadre du projet CIM-PACA (Figures 81 et 82).

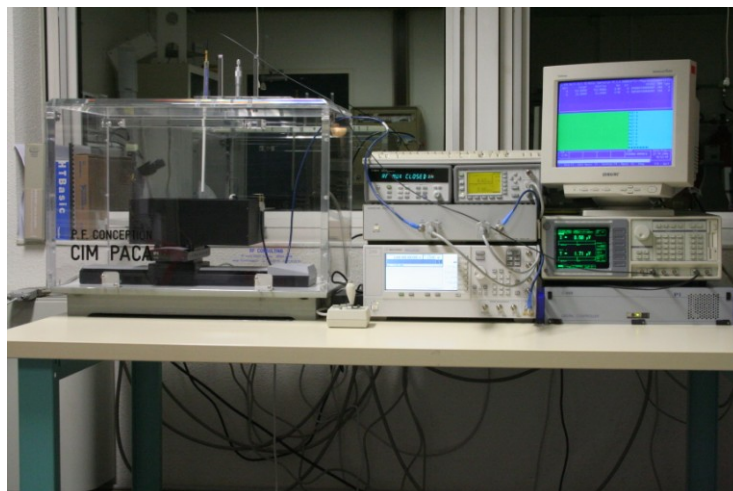


Fig. 81 : Photo d'ensemble du banc de mesure en champ proche

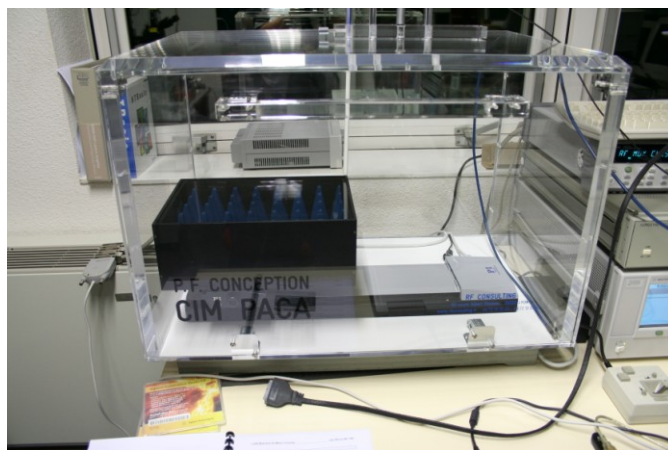


Fig. 82 : Vue détaillée de la partie dédiée à recevoir le circuit ou l'antenne à tester

Ce banc de mesure s'inspire très largement de celui qui existe à l'EPFL au LEMA [32] : il utilise la technique de la diffusion modulée (*modulated scattering diffusion*) qui consiste à perturber localement l'antenne ou le circuit à mesurer par un signal très basse fréquence. Le champ proche de l'antenne électrique E ou magnétique H (selon la sonde utilisée) est reconstitué à l'aide d'un détecteur homodyne. La qualité des mélangeurs et des sondes utilisées influencent directement la qualité des mesures. Ce banc a été développé à l'aide de la société RF Consulting. Les Prof. Jacquemod, Lorenzini et moi-même étions responsables de ce projet au sein du LEAT. Ce banc n'est toujours pas complètement validé et nous effectuons actuellement un *benchmark* pour l'améliorer. J'ai été l'initiateur et le coordinateur du projet DEMAS au sein d'ACE2, projet qui regroupait 9 institutions Européennes qui nous a permis d'effectuer des mesures en champ proche de nos prototypes d'antennes neutralisées au LEMA. Actuellement, nous effectuons des contre-mesures au LEAT pour essayer de valider nos paramètres de mesures tels que la puissance, la modulation mais nous essayons également d'améliorer la qualité des sondes, parties cruciales du dispositif. Ce banc de mesure n'est bien évidemment pas exclusivement dédié à nos antennes *PIFAs* pour la téléphonie mobile mais c'est actuellement avec ces mesures que nous essayons de le valider. Les futurs développements concerneront la possibilité de calculer les champs rayonnés lointain d'une structure antennaire d'après l'acquisition de son champ proche ou encore le diagnostic de zones "chaudes" et rayonnantes sur des antennes actives qui nécessitent une polarisation continue DC. Les Figures 83 et 84 présentent des mesures et simulations de champ électrique sur un système à deux antennes *PIFAs* non neutralisées.

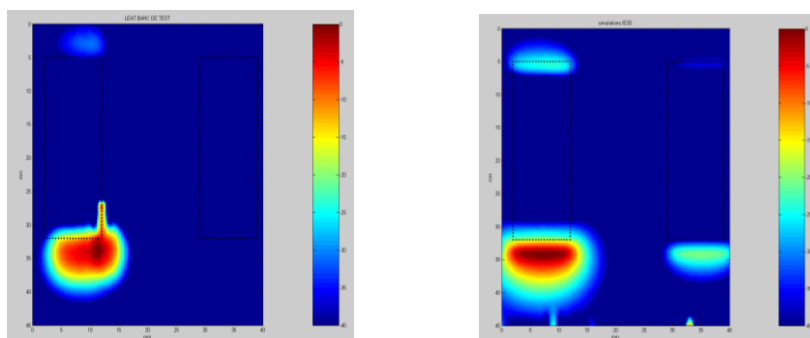


Fig. 83 : Mesure (à gauche) et simulation IE3D (à droite) du champ E_y d'un système à deux *PIFAs* non neutralisées (Grande sonde dipolaire à $h=1\text{mm}$ des *PIFAs*, modulation 10 kHz)

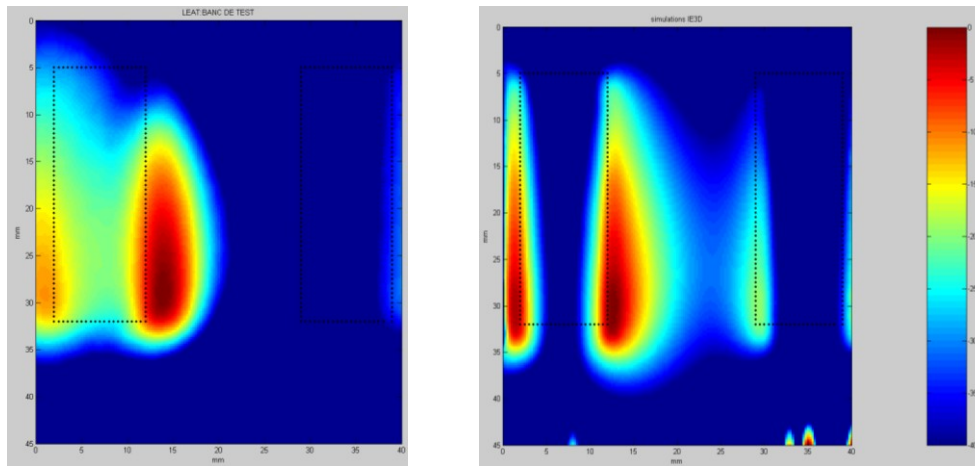


Fig. 84 : Mesure (à gauche) et simulation iE3D (à droite) du champ E_x d'un système à deux *PIFAs* non neutralisées (Grande sonde dipolaire à $h=2\text{mm}$ des *PIFAs*, modulation 10 kHz)

Des comparaisons effectuées avec les mesures effectuées à l'EPFL sont présentées sur les Figures 85 et 86. Nous pouvons apprécier un "honnête" accord mais aussi le travail qui reste à accomplir notamment en termes d'augmentation de la sensibilité du dispositif.

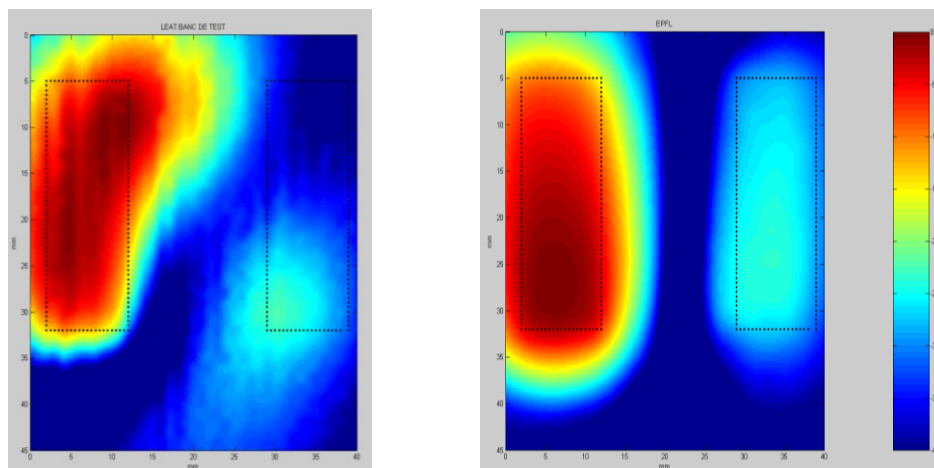


Fig. 85 : Mesure LEAT (à gauche) et mesure EPFL (à droite) du champ E_z d'un système à deux *PIFAs* non neutralisées

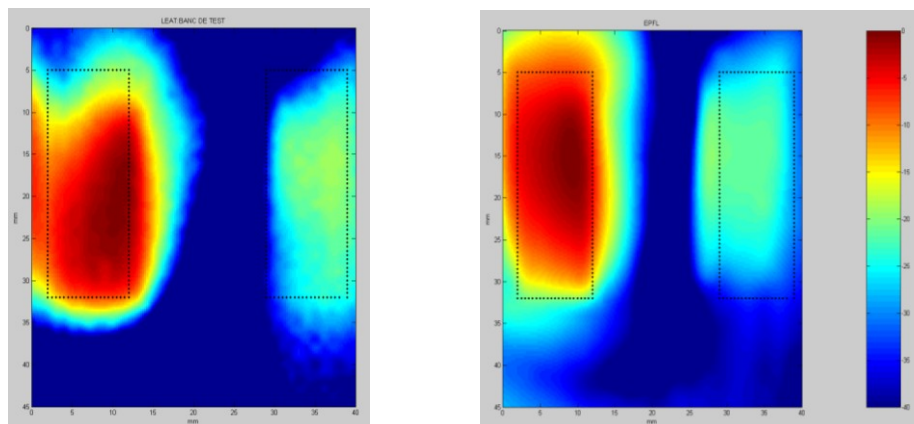


Fig. 86 : Mesure LEAT (à gauche) et mesure EPFL (à droite) du champ H_x d'un système multi-antennaire *PIFA* non neutralisé

5.3 - Technique de neutralisation pour des antennes patch

Les contacts noués avec le *RadioLab* de *TKK Helsinki University* nous ont permis de débiter en 2006 **une thèse en co-tutelle effectuée par Sylvain RANVIER**. M. RANVIER travaille principalement sur la conception et l'optimisation d'antennes actives intégrées à 60 GHz pour des applications de type MIMO (voir paragraphe 6.2) et des antennes passives pour un sondeur de canal fonctionnant dans la bande de fréquence 57-64 GHz. Ainsi, j'ai pensé qu'il était intéressant **d'étendre et valider la technique de neutralisation sur d'autres structures que les antennes PIFAs positionnées sur petit PCB** et notamment sur des antennes patch microruban. Cette démonstration pouvait avoir des retombées directes dans le cadre des objectifs de la thèse de M. Ranvier où plusieurs antennes doivent être positionnées de façon très proches (et se doivent d'être isolées) dans le sondeur de canal de propagation qu'il doit concevoir.

Nous avons tout d'abord essayé de travailler en basses fréquences à 5 GHz pour valider le concept de neutralisation. M. RANVIER a ainsi réussi à isoler les ports d'alimentation de deux antennes imprimées microruban de type patch lorsqu'elles sont espacées de $0,3 \lambda_0$ [33] (Figure 87). Les paramètres S_{ij} de la structure optimisée sont présentés sur la Figure 88. A la vue des paramètres S_{11} et S_{22} , il apparaît "sensiblement" que les antennes neutralisées continuent à être couplées (élargissement de l'adaptation) même si elles sont très bien isolées au niveau de leur port d'alimentation (cf. S_{21}).

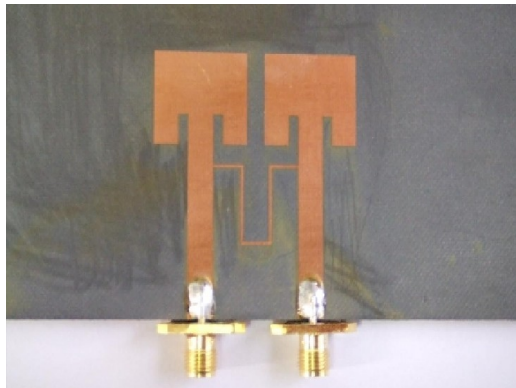


Fig. 87 : Réseau de deux antennes patch isolées par la technique de neutralisation ($d=0,3 \lambda_0$)

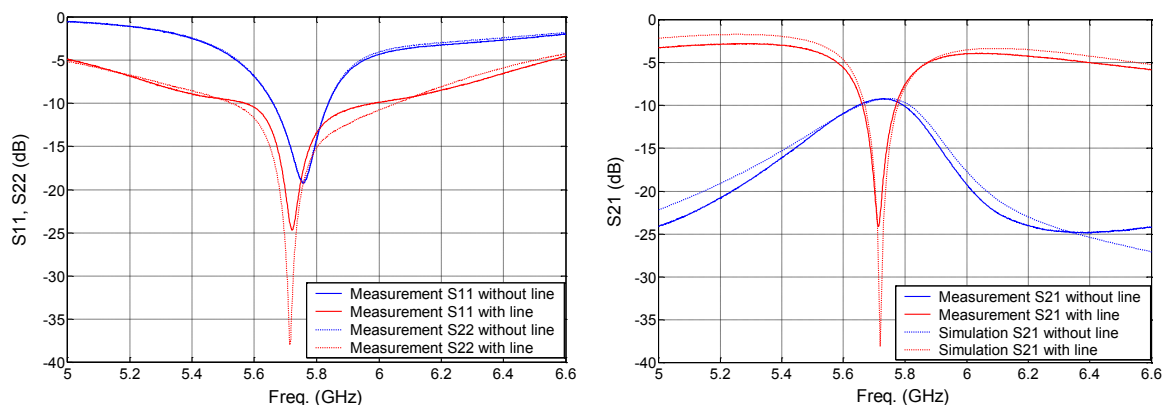


Fig. 88 : Paramètres S_{ij} simulés (ADS) et mesurés de la structure présentée sur la Figure 87

Ces hypothèses sont confirmées par l'analyse des courants simulés qui circulent à la surface de l'antenne non alimentée (antenne à droite sur la Figure 89). Dans la structure neutralisée, il apparaît très nettement que la ligne de neutralisation véhicule beaucoup de courant vers l'antenne non alimentée, peu de courant se dirigeant vers son port d'alimentation. Ceci confirme l'isolation des ports des deux antennes, par contre leur couplage mutuel semble fortement augmenté lorsque les antennes sont neutralisées si l'on se réfère à la plus forte quantité de courant qui circule sur l'antenne non alimentée.

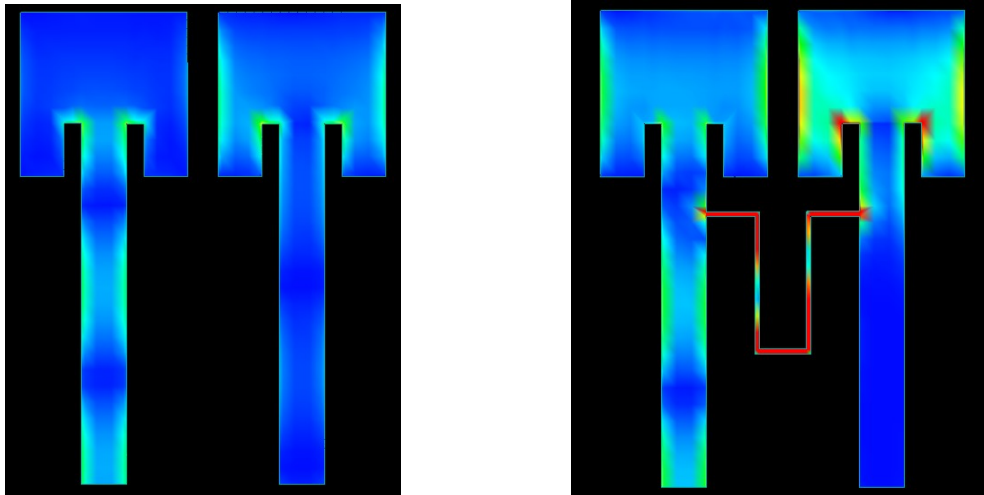


Fig. 89 : Simulation (ADS) des courants surfaciques d'un réseau de deux antennes non neutralisées (à gauche) et d'un réseau de deux antennes neutralisées (à droite)

Les diagrammes de rayonnement simulés (Figure 90) notamment avec les antennes neutralisées corroborent très nettement que les ports d'alimentation des antennes sont isolés **mais que celles-ci restent fortement mutuellement couplées car le lobe principal rayonné ne pointe plus au zénith (courbe verte à gauche)**. Nous constatons aussi l'aspect bénéfique de la neutralisation qui "aide" à la réduction du lobe de réseau (la courbe bleue devient la courbe verte sur le graphe de gauche) mais aussi à l'augmentation du gain de l'antenne (graphe de droite) dans la direction du lobe principal du fait que l'énergie n'est pas dissipée dans la charge de l'antenne non alimentée. **Le dépointage obtenu (et non désiré) rend cette solution non utilisable pour les réseaux phasés classiques et notamment pour annuler les problèmes de direction aveugle qui risque de ne certainement pas être résolu à cause du couplage mutuel persistant voire renforcé entre les deux antennes.** Ceci n'était pas directement observable avec les *PIFAs* pour téléphonie mobile où les diagrammes de rayonnement aux fréquences *UMTS* sont très souvent omnidirectionnels (ou peu directifs) et très difficilement altérables quel que soit l'élément rayonnant choisi. **Dans le cadre d'une caractérisation complète, le banc de mesure champ proche, développé dans le cadre du projet CIM-PACA** pourrait très rapidement confirmer le fait que des courants surfaciques très forts circulent sur l'antenne non alimentée.

Nous avons donc poursuivi nos investigations à l'aide de l'outil MEBAT pour connaître les implications de ces résultats sur des applications de type MIMO [34]. Il apparaît que la neutralisation des patch fait augmenter la capacité du canal d'environ 15% non seulement à cause de l'amélioration de l'efficacité totale du système mais aussi à cause du couplage mutuel qui se trouve être bénéfique (Figure 91). Comme certains auteurs le suggèrent, le couplage mutuel est bénéfique pour la capacité [35] car les diagrammes de rayonnement sont modifiés. Seulement, la plupart de ces auteurs oublient de prendre en compte le fait que de l'énergie est perdue dans la seconde antenne si aucune technique d'amélioration de l'isolation entre ports n'est implémentée. La technique de neutralisation implémentée sur des antennes patch nous a permis de valider leurs hypothèses tout en précisant cet aspect puissance : si l'énergie est effectivement rayonnée et non pas dissipée dans la charge d'un port d'une des deux antennes, il est absolument exact que le couplage mutuel améliore la capacité de transmission d'un système antenne.

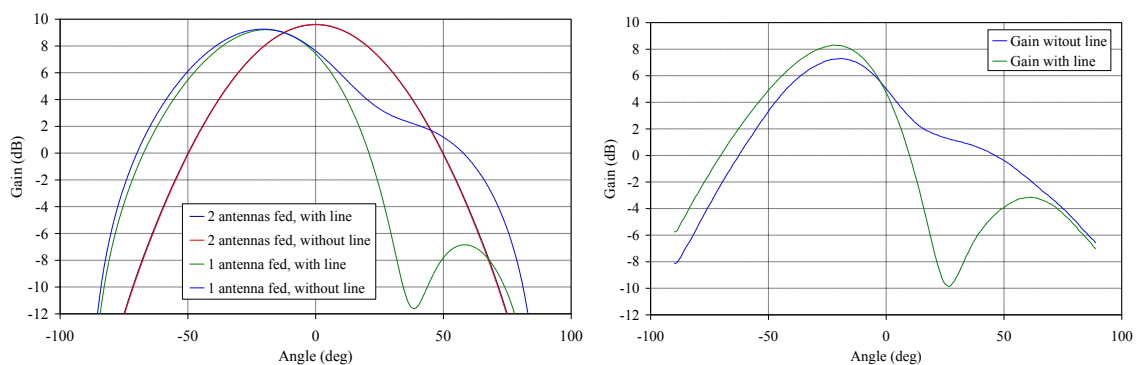


Fig. 90 : Diagrammes de rayonnement simulés des structures présentées sur la Figure 89

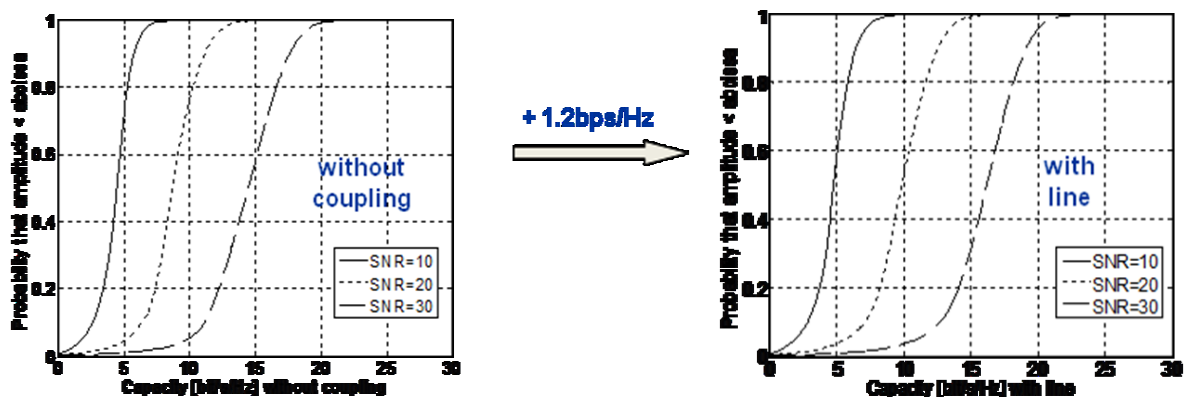
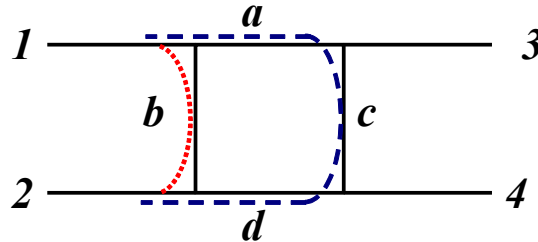


Fig. 91 : Capacité du canal du système sans couplage mutuel (à gauche) et avec couplage mutuel et neutralisation (à droite)

Nous avons entrepris de théoriser le fonctionnement de la technique de neutralisation sur de telles structures à grand plan de masse. Très récemment, **M. RANVIER a atteint cet objectif**. Il a également développé la possibilité **de simultanément annuler le couplage mutuel** et obtenir une forte isolation entre les ports d'alimentation de deux patch microruban. Le principe est résumé dans la fiche N°3.

FICHE 3 : Principes théoriques permettant d'isoler les ports d'alimentation de deux patch microruban et d'annuler leur couplage mutuel

Pour découpler les deux antennes, on modélise le système comme un circuit hybride.



Les accès 1 et 2 sont les ports d'alimentation du système. Les accès 3 et 4 représentent l'entrée des antennes. a et d sont les longueurs électriques des lignes de transmissions entre la ligne de neutralisation et les antennes. c représente la phase du couplage et b la phase de la ligne de neutralisation.

Pour découpler à la fois les ports et les antennes, il faut que :

$$a + c + d = b + 180^\circ \quad \text{et} \quad a + c = b + d + 180^\circ$$

d'où $a = d = 180^\circ$ et $c = b + 180^\circ$

La synthèse consiste à trouver les bonnes impédances des lignes. On peut utiliser les matrices ABCD. Les deux paramètres sont l'impédance de la ligne de neutralisation et l'impédance de la ligne de transmission entre la ligne de neutralisation et les antennes.

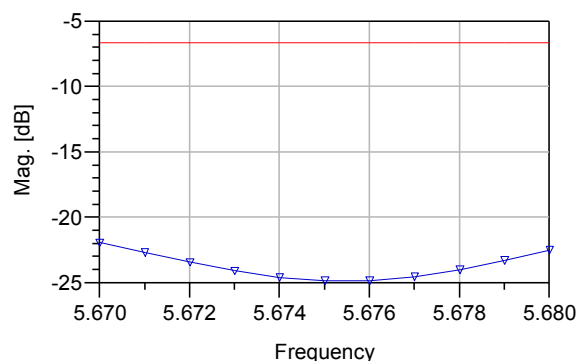
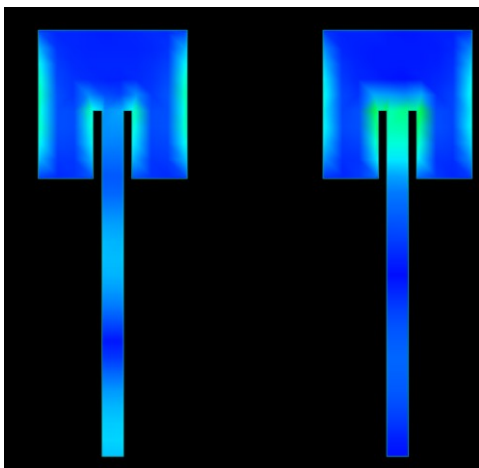
La solution générale donne des impédances complexes.

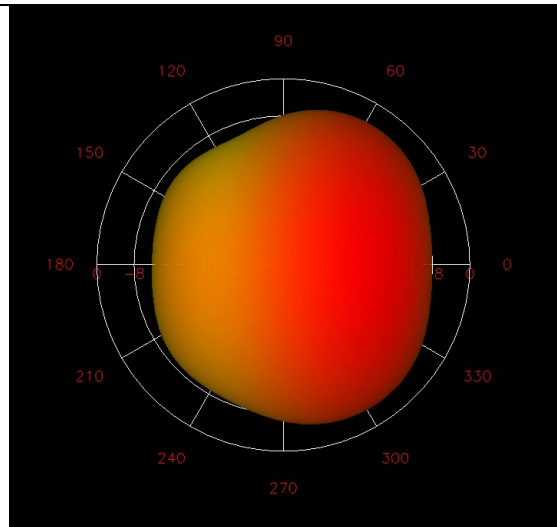
Pour avoir des impédances réelles, il faut que $c = 90^\circ$ ou 270° (S_{21} imaginaire pur) et S_{11} réel.

En pratique, si l'antenne est bien adaptée, S_{11} est très petit et donc on peut le négliger. Donc la restriction se réduit à $c = 90^\circ$ ou 270° .

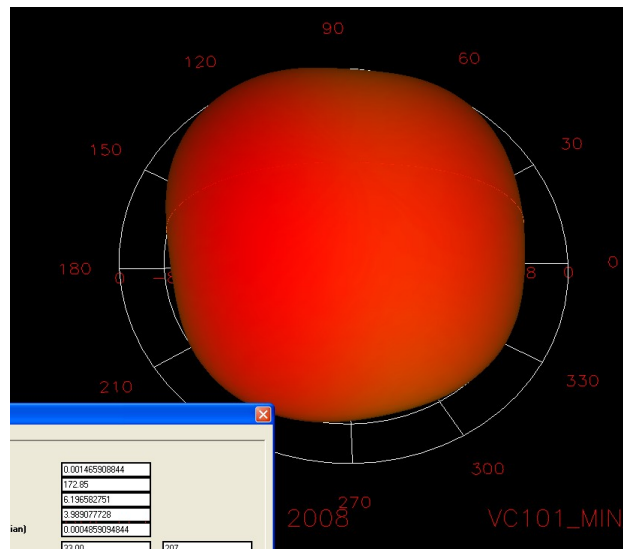
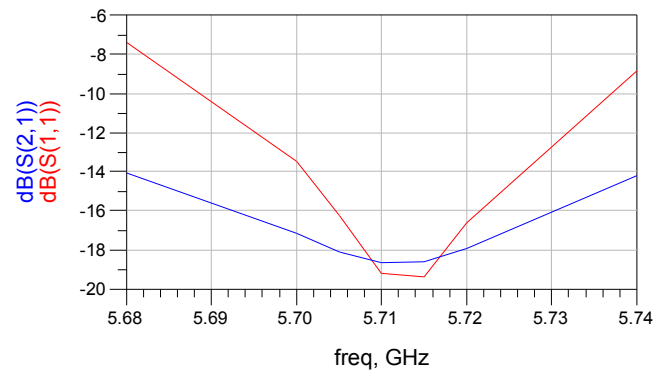
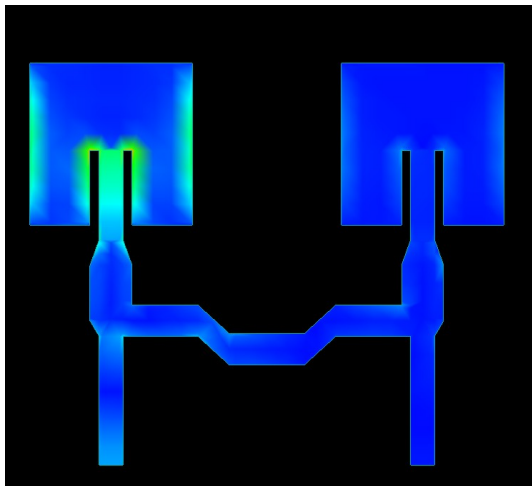
Même si c n'est pas exactement égal à 90° ou 270° , on peut quand même obtenir un très bon découplage.

Structure sans neutralisation (S_{21} en bleu, S_{11} en rouge, phase $S_{21}=84^\circ$ et diagramme de rayonnement)





Après Optimisation



On voit au diagramme de rayonnement que le couplage mutuel semble être supprimé. A ce jour, un prototypage est cependant nécessaire pour complètement valider les améliorations observées en simulation. Il est à noter que cette structure ressemble fortement aux travaux menés en parallèle par Blanch et al. dans [36] où la solution obtenue est décrite comme un réseau d'adaptation et de découplage.

5.4 - Implémentation de la technique de neutralisation par d'autres équipes de chercheurs

Avec les travaux de M. RANVIER, nous avons montré que la technique de neutralisation pouvait aussi fonctionner sur des antennes patch, cependant, cela n'en fait pas une généralité pour d'autres classes d'antennes. Depuis 2006 et l'obtention du prix Wheeler, de nombreux chercheurs se sont intéressés à notre solution et nous sommes fiers d'avoir suscité un intérêt pour cette méthode d'isolation. Ainsi, il a été montré à plusieurs reprises par **plusieurs chercheurs et équipes industrielles de R&D que notre technique de neutralisation pouvait fonctionner sur beaucoup d'autres antennes et d'autres formes de plan de masse. Nous pouvons ainsi citer les constructeurs d'objets mobiles communicants tels que Nokia [37], Samsung Electronics Co. ([38], Figure 92), LG Electronics ([39], Figure 93).**

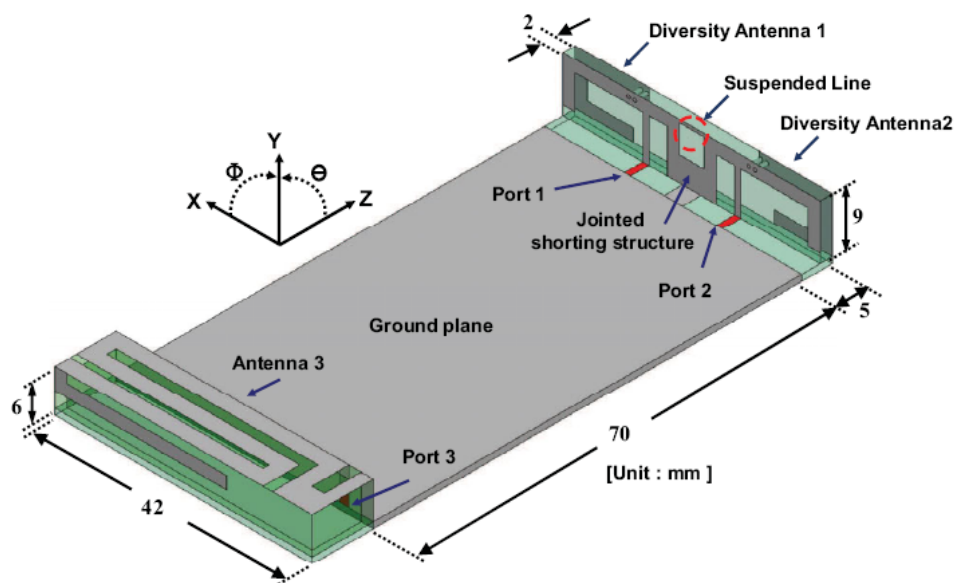


Fig. 92 : Structure proposée par SAMSUNG pour réaliser de la diversité en PCS1900 et en WiMAX à 2500 MHz (d'après [38]). Les antennes neutralisées se situent sur la droite de la Figure.

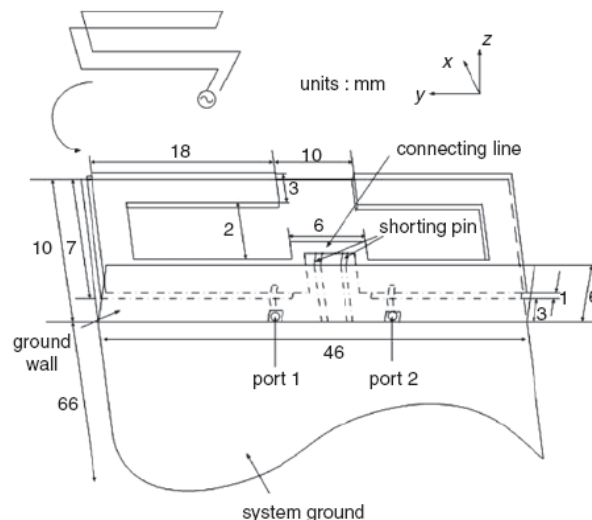


Fig. 93 : Structure proposée par LG Electronics pour réaliser de la diversité en bande WiBro d'après [39]. Les deux antennes sont reliées par une "connecting line".

Les chercheurs renommés suivants ont aussi neutralisé d'autres structures multi-antennaires spécifiques à leur problématique: H. Morishita (Figure 94, [40]), S-J. Chung (Figure 95, [41]), A. Derneryd (Figure 96, [42]), L. Joffre et R. Serrano (Figure 97, [43]), E. Wang (Figure 98, [44]), G. Shaker (Figure 99, [31]), J. Carlsson (Figure 100, [45]).

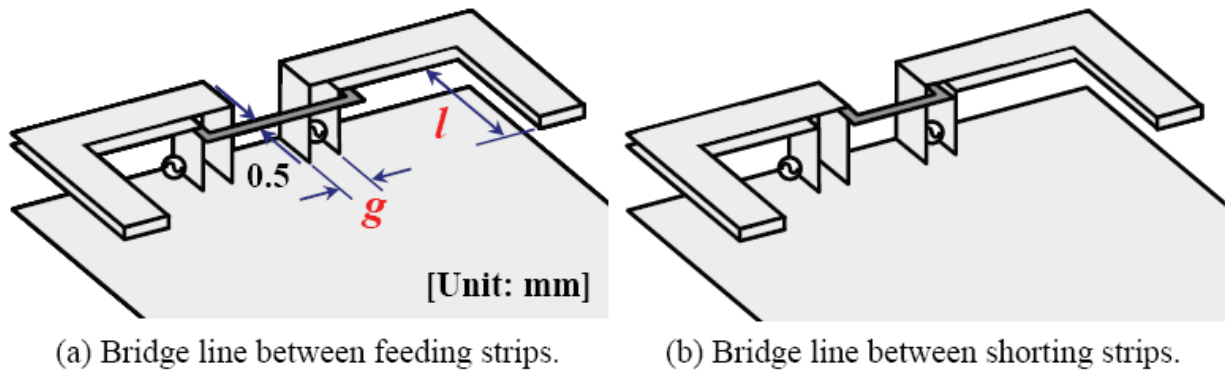


Fig. 94 : Structure proposée par H. Morishita à 2 GHz sur des antennes équilibrées (*Balanced*) et donc indépendantes du PCB d'après [40].

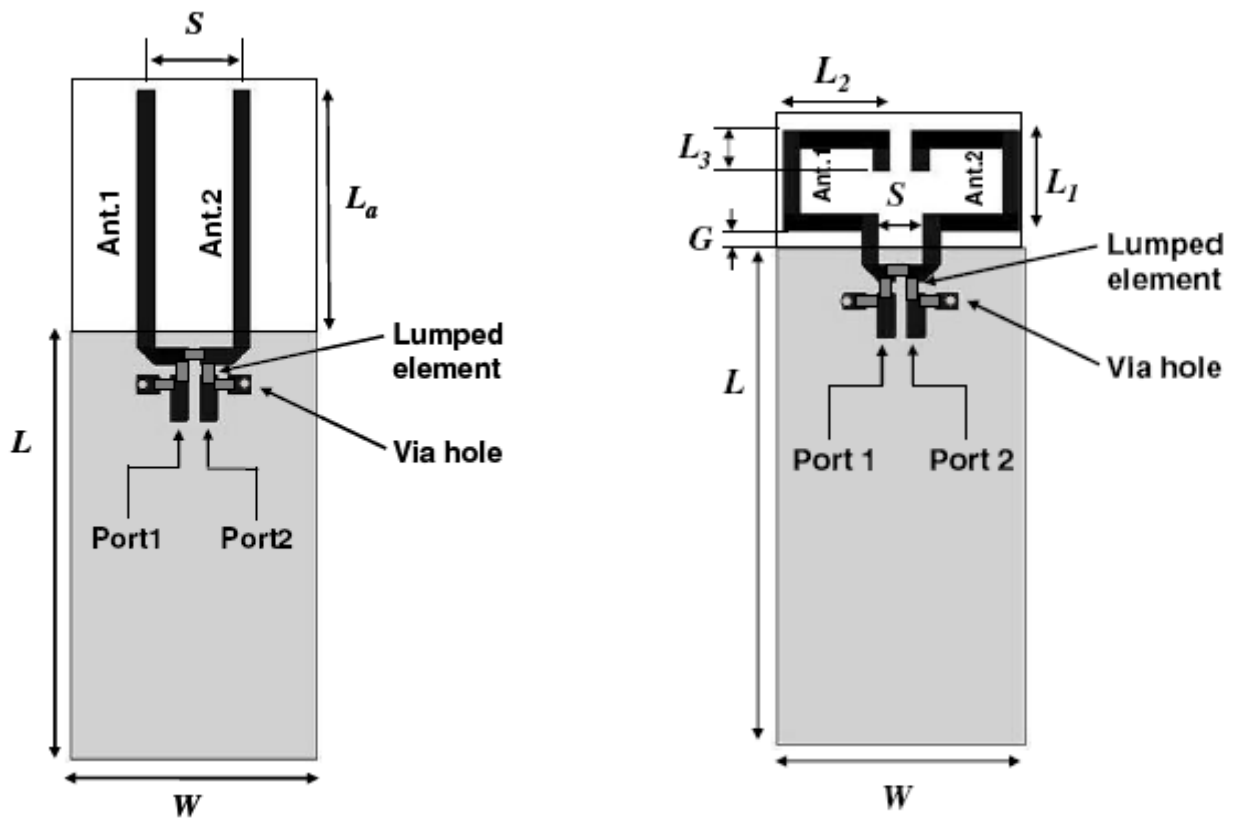


Fig. 95 : Structure proposée par Chung à 2,4 GHz sur des monopoles et des monopoles repliés d'après [41].

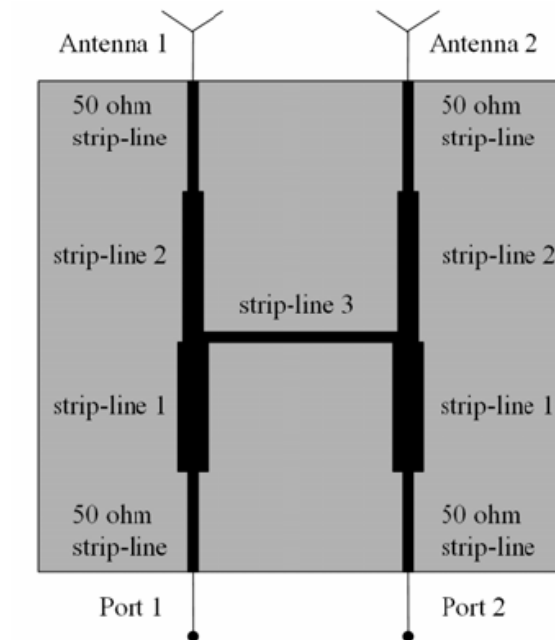


Fig. 96 : Structure proposée par Derneryd avec réseau de compensation et deux dipôles à 2 GHz ([42])

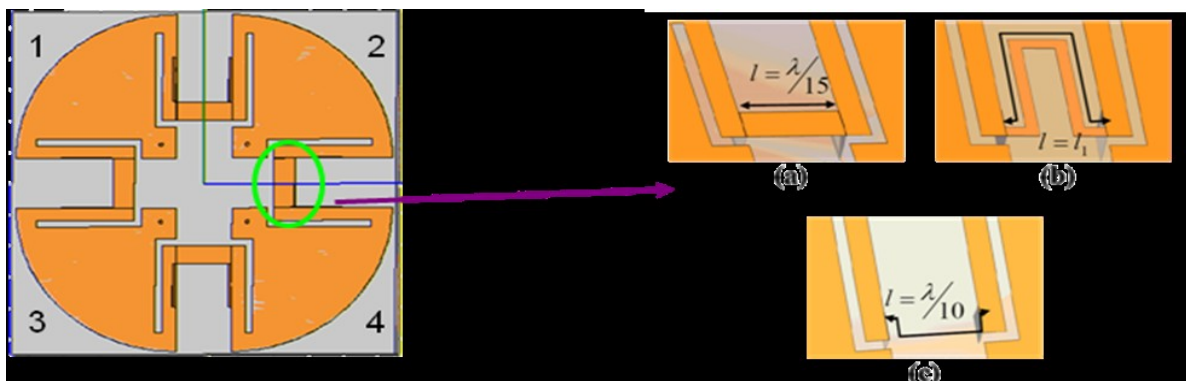


Fig. 97 : Structure proposée par L. Jofre à 2,4 GHz pour maximiser l'isolation de la *Q-Dime Antenna* ([43])

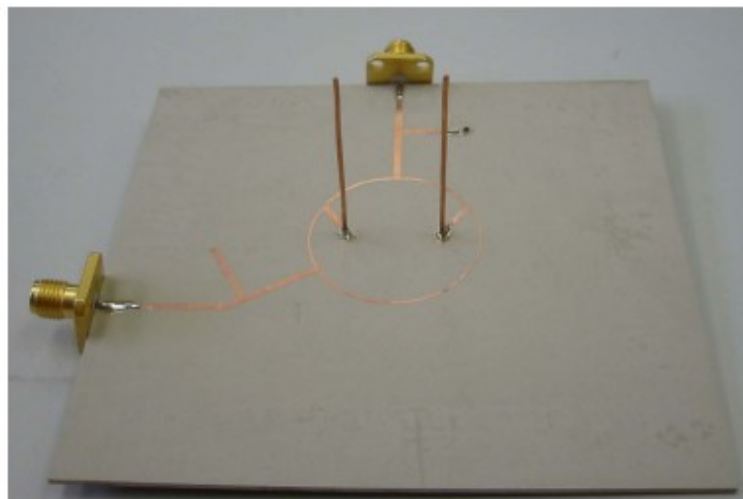


Fig. 98 : Structure proposée par Wang à 2 GHz pour maximiser l'isolation de deux monopoles d'après [44]

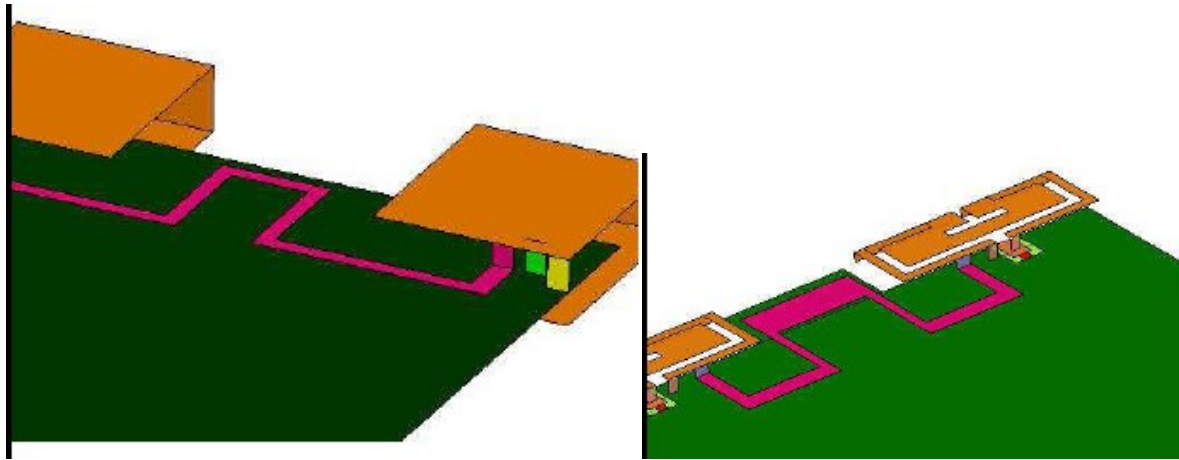


Fig. 99 : Solution large-bande proposée par G. Shaker à 2 GHz pour maximiser l'isolation de *PIFAS* et de monopoles d'après [31]

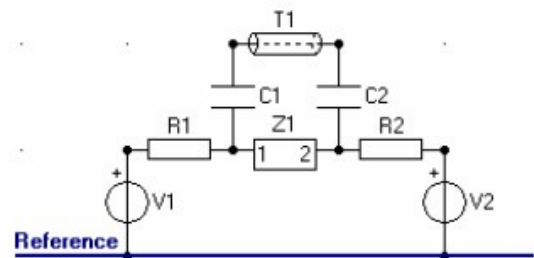
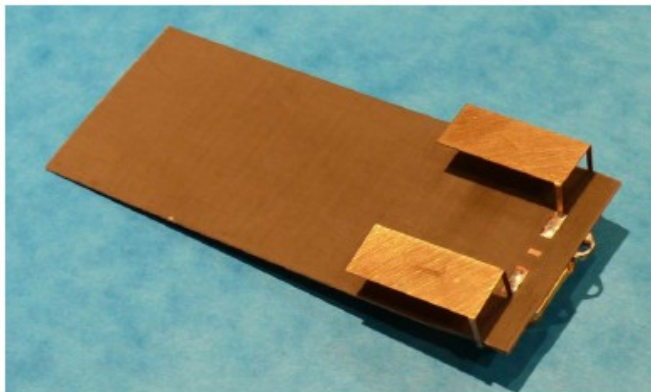


Fig. 100 : Etude de la neutralisation sur deux *PIFAs UMTS* par ligne imprimée sur le PCB (et non suspendue) + circuit d'adaptation à éléments discrets d'après [45]

Il semble donc que la technique de neutralisation que nous avons inventée pour les petites antennes *PIFAs* sur téléphone mobile est une technique qui peut se généraliser puisqu'elle fonctionne sur de nombreuses classes d'antennes. Les routeurs *WiFi MIMO* sont à ma connaissance les seuls dispositifs industriels actuels qui utilisent la technique MIMO même si la norme 802.11.n n'est pas complètement finalisée. Il serait ainsi intéressant d'implémenter notre technique de neutralisation pour les monopoles généralement utilisés dans ces routeurs même si l'espace alloué aux antennes est assez conséquent ce qui autorise une bonne distance entre chaque antenne et par conséquent une bonne isolation naturelle. Des ingénieurs de chez THOMSON multimedia ont d'ailleurs entrepris de concevoir de tels routeurs à l'aide d'antennes internes de type IFA [46]. Nous espérons que beaucoup d'autres chercheurs s'intéresseront encore la technique de neutralisation ne serait-ce que pour l'améliorer et la simplifier. Ceci représente une vraie fierté pour le LEAT et plus particulièrement pour l'équipe "Nouvelles antennes pour les télécommunications".

5.5 - La controverse

Dans presque toutes les situations "réelles" de communication sans fil, lorsqu'un signal est transmis de l'émetteur vers le récepteur, il se trouve "naturellement" dupliqué par l'environnement et de ce fait reçu plusieurs fois par le récepteur. Théoriquement, un système optimum pourrait exploiter cet effet pour augmenter la qualité de communication. En effet, si les différents "trajets de propagation" créés par l'environnement sont indépendants, il est possible d'imaginer des combineurs en réception (mais aussi par analogie en émission) qui permettraient d'obtenir un gain dit de "diversité". Ce gain provient du fait que la probabilité que chaque trajet provoque un évanouissement du signal en même temps est très faible. La technologie *MIMO* a été imaginée pour synthétiser de tels systèmes. Il s'agit d'utiliser plusieurs antennes de chaque côté du lien radio, collecter plusieurs répliques du signal et les combiner de façon intelligente. Dans sa forme ultime, on peut aussi imaginer de combiner les signaux de façon intelligente au niveau de la transmission. Les signaux peuvent être combinés par des algorithmes adaptatifs pour maximiser le canal de propagation (prendre en compte tous les différents trajets existants de façon optimum) : on parle alors de *Array Processing*. Il faut donc mettre en œuvre des codes, des codeurs, des décodeurs et des techniques de traitement de signal avancées pour exploiter pleinement les ressources d'un canal de propagation.

Dans la communauté scientifique, la technologie *MIMO* a engendré beaucoup de recherches, mais elle suscite néanmoins de nombreuses interrogations et fait fortement débat. Pour de nombreux chercheurs, le terme *MIMO* et les travaux scientifiques qui s'y réfèrent comportent beaucoup trop d'approximations et parfois même des erreurs et par conséquent elle n'est techniquement pas viable. Parmi eux, le renommé Professeur Tapan Sarkar qui a écrit de nombreux papiers pour critiquer avec véhémence cette technologie, le plus souvent à travers des termes très durs. Dans [47], Sarkar explique que la capacité du canal de propagation est reliée à la notion fondamentale d'entropie. Son article est assez difficile à appréhender et analyser, l'auteur manque souvent de bonne foi mais nous allons essayer de résumer dans les lignes qui suivent son propos, de la manière la plus objective possible sans essayer de le dénaturer.

Le Prof. Sarkar argumente en majorité sur le fait que les travaux effectués sur la technologie *MIMO* sont construits autour d'une analyse statistique scalaire et non pas vectorielle comme le sont par nature les champs électromagnétiques. Ainsi, les partisans de cette technologie ont fait évoluer la notion de capacité du canal vers un nombre mathématique qui n'a plus de connexions avec les propriétés électromagnétiques d'un système réel. Ceci est principalement dû au fait qu'ils ont omis de prendre en compte que le concept initial de la capacité de canal dérive de l'entropie et surtout des restrictions qu'il faut prendre dans une telle analyse (la manipulation des concepts électromagnétiques doit se faire avec beaucoup de précautions en particulier vis-à-vis de leur domaine de validité sous peine d'obtenir des résultats qui peuvent paraître exacts mais qui ne le sont tout simplement plus). Par exemple, il existe deux définitions pour manier des signaux qui se propagent l'une utilisant les tensions qui sont reliées au champ incident sur le récepteur l'autre utilisant la puissance et la formule de Friis. La définition utilisant les tensions est universelle car elle peut à la fois s'utiliser en champ proche et en champ lointain. Dans ce cadre, le Prof. Sarkar préconise d'utiliser la formule de la capacité donnée par Hartley [47] plutôt que celle

de Shannon pour ne pas commettre d'inexactitude. Il est à noter que les deux formules sont égales lorsque les antennes mises en jeu dans la communication présentent une impédance qui est le conjugué de la source et si la théorie électromagnétique de Maxwell et les concepts vectoriels qui sont mis en jeu sont utilisés dans leur domaine de validité. Selon le Prof. Sarkar, parmi les malentendus qui sont le plus souvent commis de façon honnête (ou malhonnête) par ces partisans lorsque l'on désire comparer les performances de deux prototypes à partir d'une analyse statistique, nous pouvons lister la non-utilisation de la même puissance d'entrée au niveau des antennes, la non-utilisation de l'efficacité ou du gain (en place et lieu de la directivité), l'utilisation d'une antenne "point-source" et donc d'un diagramme de rayonnement idéal qui ne permet pas de prendre en compte les interactions électromagnétiques de proximité et le couplage entre antennes qui sont souvent très proches dans une technologie *MIMO*, l'utilisation d'un canal invariant dans le temps pendant un intervalle temporel "bloc de transmission". Le Prof. Sarkar refuse donc de parler de *MIMO* [48] et réduit sa vision de cette technologie aux antennes adaptatives où l'on peut pointer le faisceau rayonné dans une direction spécifique et minimiser les autres directions de rayonnement : on parle alors de *Beamforming*. Nous sommes ici dans la nuance car la notion d'antenne adaptative est aussi englobée par la technologie *MIMO* mais se trouve beaucoup moins complexe à implémenter que l'utilisation intelligente de répliques de signaux à l'aide de codes et de combineurs. De façon générale les papiers de Sarkar sont assez virulent et parfois obtus car il refuse d'admettre que de nombreux chercheurs reconnaissent aujourd'hui leurs erreurs de débuts dans leurs premiers travaux.

Le Prof. Michael Jensen est un défenseur de la technologie *MIMO* [49]. Il affirme que cette technologie est viable même si les bénéfices obtenus ne sont pas ceux qui étaient espérés dans les papiers initiaux. Cela est principalement dû aux hypothèses "idéales" qui avaient été avancées notamment sur les antennes mises en jeu et le canal de propagation. En pratique, on sait aujourd'hui que le canal de propagation varie très rapidement entre l'émetteur et le récepteur dans les environnements urbains dit "multi-trajets". Si l'on veut tirer le maximum de bénéfice de la technologie *MIMO* ; le problème majeur provient de la rapide estimation de ce canal de propagation [50]. Typiquement les applications *MIMO* ont besoin que le récepteur connaisse la matrice d'amplitude complexe H du canal et pour cela, le système doit périodiquement sonder le canal pour que le récepteur puisse en tenir compte : on parle de pré-codage de canal à partir de l'information obtenue. Si en plus, le système doit aussi avoir la connaissance de ce qui se passe au niveau de l'émetteur, le récepteur doit pouvoir renvoyer l'information ce qui est d'autant plus compliqué. On comprend aisément que si le canal change trop rapidement, le système passe son temps à sonder le canal et il ne reste plus de temps pour communiquer. Une solution consiste à essayer de faire des hypothèses sur le canal et beaucoup d'équipes de recherche ont effectué des mesures à l'aide de sondes de canal pour anticiper ces changements. On comprend aisément que nous sommes loin d'un système optimum dans une telle configuration. Enfin, il faut souligner qu'un environnement riche en diffractions génère aussi généralement un faible rapport signal sur bruit ce qui fait d'autant plus décroître les bénéfices sur la capacité du canal. Voilà pourquoi la technologie *MIMO* est implémentée entre des PC et des routeurs sans fils en standard WiFi dans un bureau ou un appartement mais pas encore en téléphonie mobile.

Le Prof. Jensen admet que le scénario à plusieurs utilisateurs où l'on va diriger un faisceau sur chacun d'entre eux puisse être considéré comme une technologie *MIMO (Beamforming)*. En ce sens, elle devient une technologie de communication point-à-point (puisque l'on dirige un faisceau sur chaque utilisateur) et il est indiscutable et indiscuté (même par le Prof. Sarkar) qu'un tel mode de communication permet d'amener un gain par rapport à un système de communication classique : on parle alors de système de communication à antennes multiples et non plus de technologie *MIMO* pour ne plus irriter les opposants. Les approches et analyses de Jensen et Sarkar ne semblent donc pas être si éloignées que ça.

Nous pouvons essayer de situer nos travaux sur les systèmes multi-antennaires vis-à-vis de cette controverse. Les concepts de traitement du signal complexes qui sont mis en jeu dans un système *MIMO* optimum font que l'impact individuel des antennes et plus particulièrement l'influence de leurs caractéristiques sont délicates à comprendre de façon intuitive. Cependant, fort de notre expérience en téléphonie mobile depuis quelques années, nous savions qu'il fallait se concentrer sur l'efficacité totale des antennes car dans un petit téléphone mobile, les diagrammes de rayonnement sont difficilement maîtrisables et généralement plutôt subis. Voilà en quoi notre approche est valide et ne porte pas à controverse car nous nous sommes concentrés sur les éléments rayonnants et non pas sur le canal de propagation. En effet, nous avons toujours traité de façon implicite, le cas cohérent où le récepteur ne connaissait pas le canal. De plus, dans chaque évaluation de gain en diversité ou de capacité de canal, nous avons utilisé nos antennes réelles et non pas des antennes "point-source" à diagrammes de rayonnement idéaux. C'est en cela que notre approche est originale dans le domaine du *MIMO* car peu de personnes ont envisagé la problématique comme nous l'avons fait. Ceci était dû au fait que nous n'avions pas prévu de nous diriger vers de telles applications lorsque nous avons débuté nos activités sur les systèmes multi-antennaires. Nul ne doute que nous aurions probablement fortement été influencés par les publications scientifiques si nous avions pris comme objectif dès le départ la conception d'un système *MIMO* optimum.

Pour conclure cette controverse, essayons un peu d'imaginer ce que peut devenir la technologie *MIMO* dans le futur. Comme énoncé ci-dessus, la technologie *MIMO*, lorsqu'elle est implémentée avec peu de degrés de complexité (communication à antennes multiples comme l'appelle le Prof. Sarkar) est déjà en service pour certains systèmes des standards *WiFi* et *WiMAX*. En téléphonie mobile, elle est actuellement à l'étude par le groupe de normalisation *3GPP* pour les prochaines mises à jour du standard *UMTS*. Son implémentation dépendra bien évidemment d'une analyse coût/bénéfice faite par les constructeurs mais on peut déjà dire que le fait d'incorporer plusieurs chaînes de frontal pour chaque antenne dans un petit objet communicant augmente fortement le coût du terminal. On peut raisonnablement penser que cette technologie ne sera réellement implémentée en téléphonie mobile que dans 3 à 5 ans pour un standard *4G OFDM*. Cependant, elle sera là pour durer car elle est indispensable au lancement de nouveaux services à très grand débit de données.

6. Antennes actives, MEMS et antennes actives intégrées

Parallèlement aux activités décrites précédemment, je participe aussi aux travaux de recherche de l'équipe "**Antennes actives intégrées et microélectronique RF**" au sein du LEAT.

6.1 - Antennes actives

Le terme d'antenne active ou "intelligente" est généralement utilisé pour désigner des systèmes antennaires capables de fonctionnalités supplémentaires par rapport à des structures rayonnantes passives : intégration de fonctions électroniques en son sein, amélioration des conditions d'émission et/ou de réception d'un signal, reconfigurabilité en fréquence ou en diagramme de rayonnement pour une réjection des brouilleurs ou pour s'adapter à un environnement électromagnétique rapidement changeant. Concevoir des antennes reconfigurables est un challenge majeur posé aux ingénieurs RF, à commencer par le choix ou le développement d'éléments actifs fiables, performants, facilement intégrables et fabricables en grand volume pour minimiser les coûts de production. Jusqu'à aujourd'hui, l'industrie des télécommunications a privilégié les composants de type semiconducteurs car ils répondent dans l'ensemble aux critères précédemment mentionnés. Cependant, de part la montée en fréquence qui est de plus en plus envisagée dans les futurs standards de communication sans fil et les contraintes accrues en termes de pertes et de linéarité qui en découlent, les nouveaux composants de type micro-électromécaniques mobiles contrôlables électriquement (*MEMS*) qui sont apparus dans les années 90 sont de sérieux candidats pour de tels objectifs. En effet, les micro-commutateurs de type *MEMS RF* présentent de grandes qualités aux fréquences RF et millimétriques comme de faibles pertes en mode passant, une forte isolation en mode bloqué, une faible consommation de puissance qui s'effectue uniquement pendant l'activation de la commande que ne possèdent pas leurs homologues semiconducteurs. Cependant, il faut reconnaître que leur principal talon d'Achille reste encore leur manque de fiabilité pour le moment.

Jusqu'à la fin des années 90, l'activité "Antennes actives" au LEAT consistait à rapporter des composants actifs de types diodes *PIN*, diodes varactor ou varicap au plus près ou au sein même d'éléments rayonnants pour réaliser des fonctions électroniques évoluées : on parle de technologie hybride dite *MIC (Microwave Integrated Circuit)*. Dès mon arrivée au LEAT en 2002, un des challenges qui m'a été proposé, a consisté à développer cette thématique pour à terme arriver à intégrer sur le même substrat Silicium, l'antenne, des actuateurs *MEMS*, et les circuits électroniques RF pour une reconfiguration dynamique : on parle alors de technologie *MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit)*. En effet, les perspectives d'intégration de circuits au plus près de l'antenne dans des produits commercialisables sont fortement d'actualité car les technologies Silicium et en particulier le *SOI (Silicon On Insulator)* offrent des performances encore jamais atteintes.

Une première étude d'intégration de *MEMS* en technologie *MIC* sur des antennes imprimées a été réalisée au laboratoire avec la thèse de **Patrice PANAIA**. Ce travail a débuté en 2002 par l'étude d'une antenne *PIFA* à fente puis d'une antenne *IFA*, toutes deux reconfigurables en fréquence. Dans ces travaux, des *MEMS* commercialisés ont été utilisés en tant que *switchs RF* "reportés" sur l'antenne. Etant novices dans la conception de *MEMS*, nous avons, à l'aide du Prof. Jacquemod développé une collaboration avec des acteurs français expérimentés dans le domaine : le **CEA/LETI**. Les *MEMS* MIRA1, MIRA2 (taille encapsulée $1,8\text{mm}^2$) et TCS21 développés au LETI ont été caractérisés au LEAT afin de développer des modèles comportementaux utilisables dans des simulations de type système. Il est à noter que les *MEMS* MIRA sont à actionnement thermique et maintien électrostatique (Fig. 101) alors que le TCS21 est à actionnement électrostatique (Fig. 102).

La première *PIFA* entièrement métallique développée avec un MIRA1 rapporté est présentée sur la Figure 103. Les mesures associées à cette structure sont présentées sur la Figure 104 où l'on devine la reconfiguration d'un mode de résonance de 1,3 GHz à 2,2 GHz lorsque le *MEMS* passe de l'état OFF à l'état ON. Nous avons également spécialement adapté cette antenne *PIFA* pour imprimer le plateau rayonnant en cuivre sur un substrat Duroid pour rapporter plus facilement le *MEMS* à actuation électrostatique TCS21. Deux réalisations avec le *MEMS* encapsulé positionné en début ou en milieu de fente sont présentées sur la Figure 105. Il est à noter que seules les lignes de polarisation sont visibles sur ces photos car le plateau métallique en cuivre de la *PIFA* et la fente qui y est découpée font face au plan de masse. Les simulations et mesures de cette structure avec le *MEMS* en début de fente sont présentées sur la Figure 106. Deux simulations sont à l'origine des courbes obtenues : la structure rayonnante a d'abord été simulée électromagnétiquement sous *Momentum* avec des ports d'accès différentiels où le *MEMS* doit-être inséré. La deuxième simulation dite "Co-Simulation circuit" est réalisée à l'aide des résultats précédents en insérant sur les ports d'accès différentiels le modèle spécialement développé du TCS21 encapsulé (Figures 107 et 108).

Une démarche identique a été appliquée pour concevoir une antenne *IFA* reconfigurable entre les bandes 802.11 b/g à 2,4 GHz et une bande 802.11 a/h *HIPERLAN* à 5 GHz à l'aide d'un *MEMS* TCS21 (Figures 109 et 110). Nous constatons que l'accord simulation/mesure est assez médiocre. Cependant, de façon générale, les travaux de M. Panaia nous ont permis de valider le concept d'antenne reconfigurable en fréquence à l'aide de *MEMS* mais aussi de mettre en évidence les problèmes liés aux lignes à haute impédance qui amènent la polarisation continue. Pour éviter ces problèmes, une solution consisterait à utiliser un procédé de fabrication de type *MMIC* permettant d'inclure l'antenne et les *MEMS* sur un seul et même substrat haute ou basse résistivité.

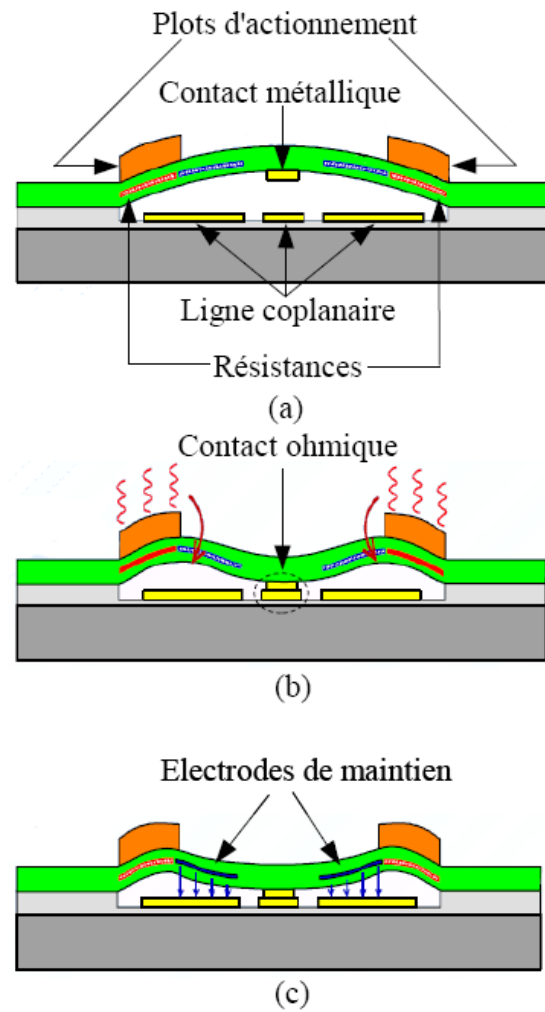


Fig. 101 : Schéma et principe de fonctionnement du microcommutateur MIRA à actionnement électrothermique et maintien électrostatique développé par le LETI (modèle équivalent et mesures associées données dans [51])

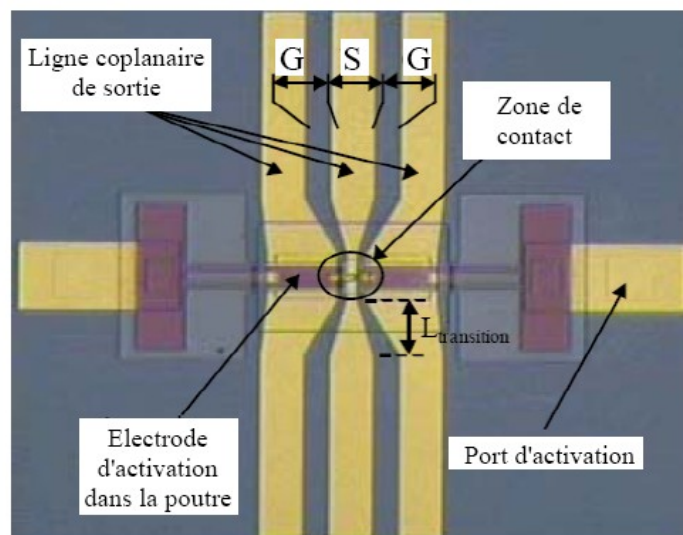


Fig. 102 : Microphotographie du microcommutateur à actionnement électrostatique TCS21 développé par le LETI et le CNES (modèle équivalent et mesures associées données dans [52])

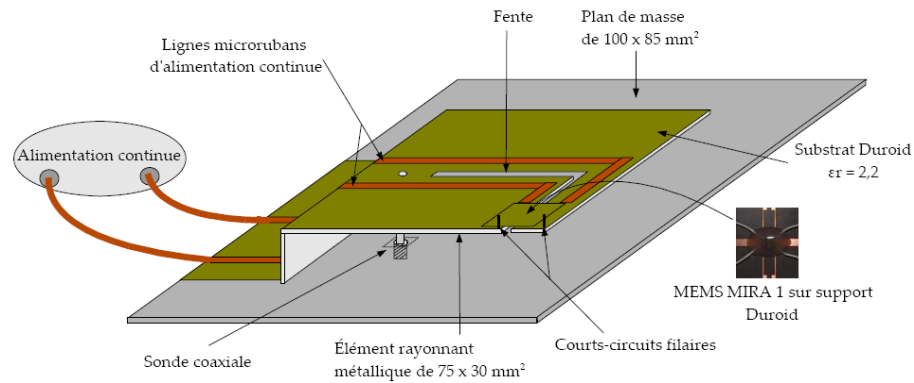


Fig. 103 : Schéma de l'antenne PIFA avec MEMS MIRA1 et diélectrique d'isolation

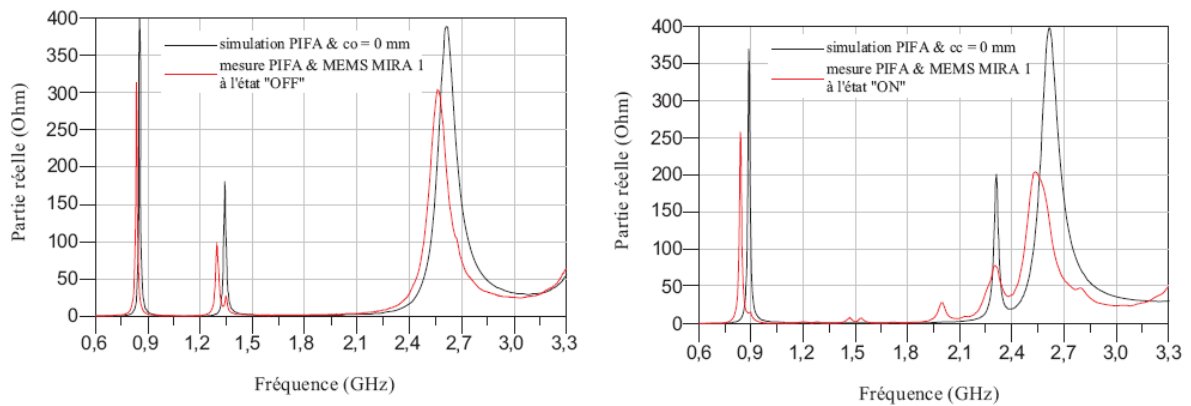


Fig. 104 : Comparaison simulations/mesures pour l'antenne présentée sur la Figure 103 avec MEMS MIRA1 à l'état OFF (à gauche) et à l'état ON (à droite)

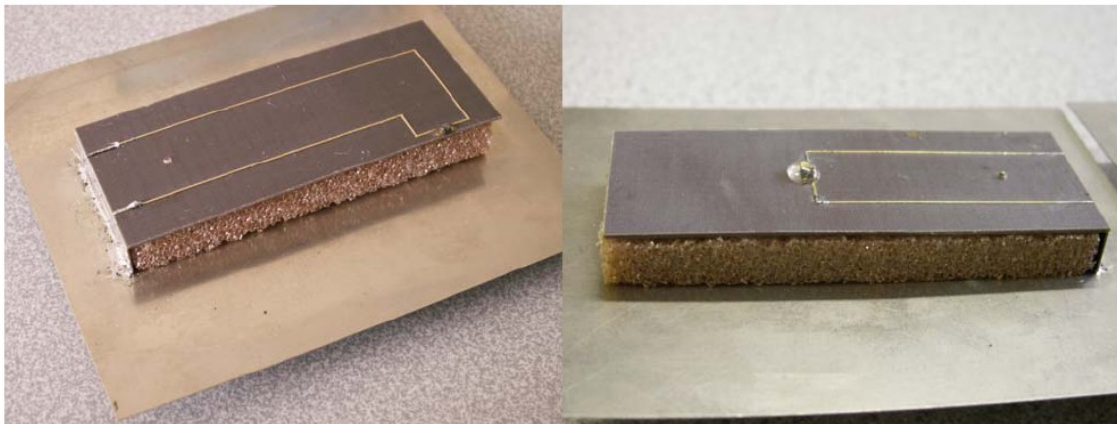


Fig. 105 : Antenne PIFA développée avec MEMS TCS21 en début (gauche) et en milieu (droite) de fente

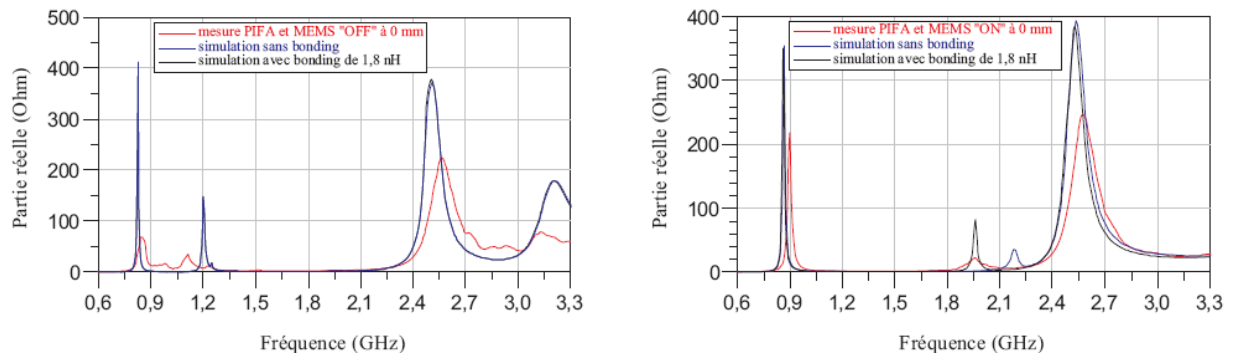


Fig. 106 : Comparaison simulations/mesures pour l'antenne présentée sur la Figure 105 gauche avec MEMS TCS21 à l'état OFF (à gauche) et à l'état ON (à droite)

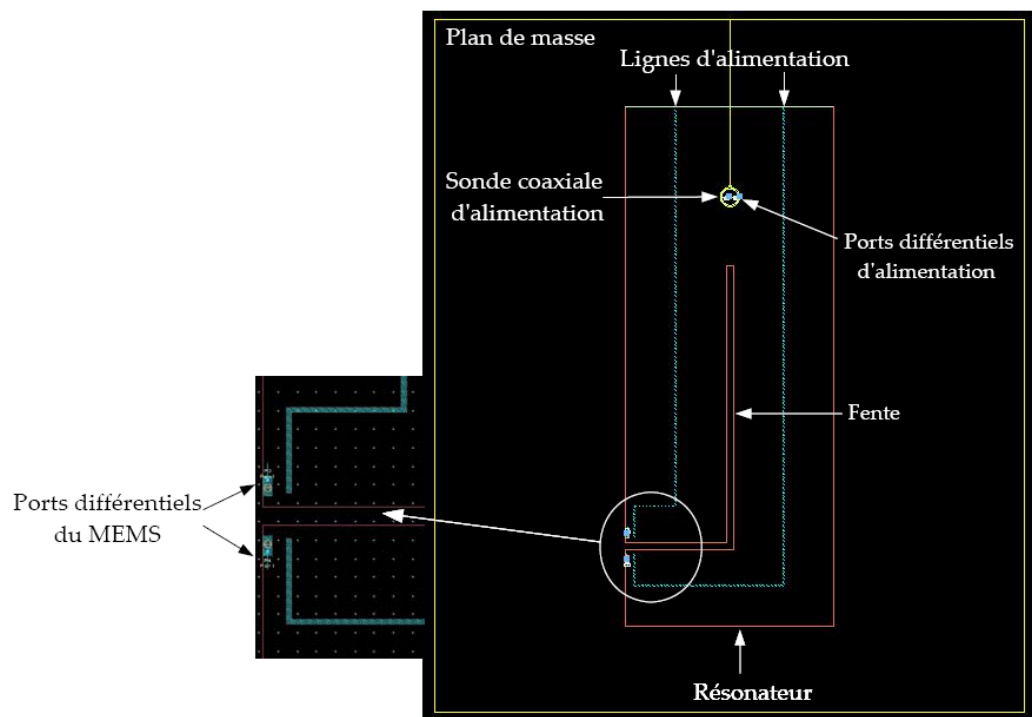


Fig. 107 : Masque de l'antenne simulée électromagnétiquement sous *Momentum*

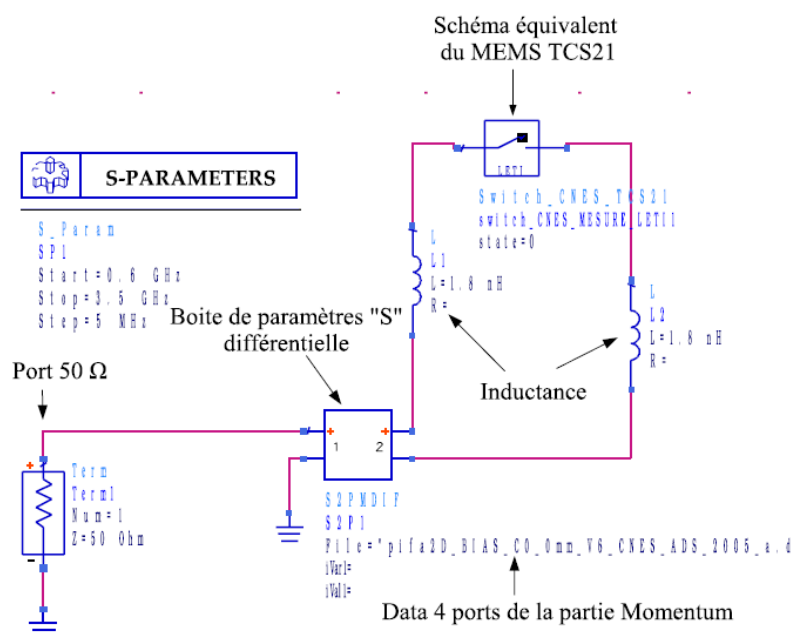


Fig. 108 : Co-Simulation circuit sous ADS avec Antenne *PIFA* et données du *MEMS* TCS21

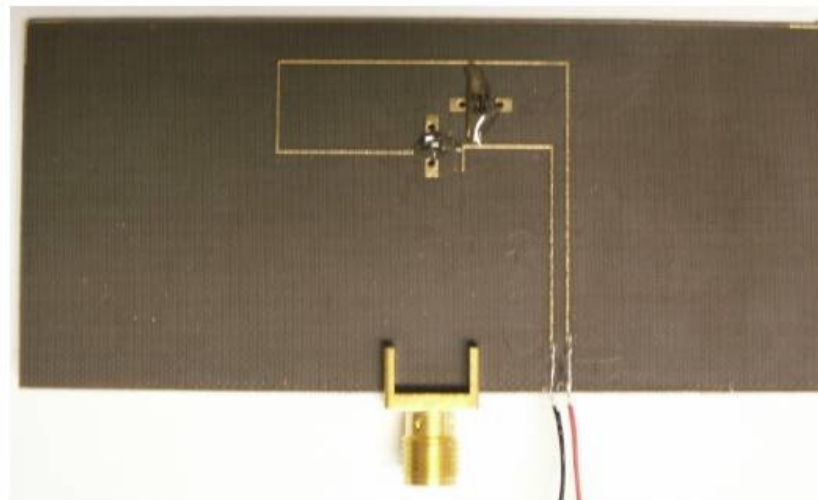
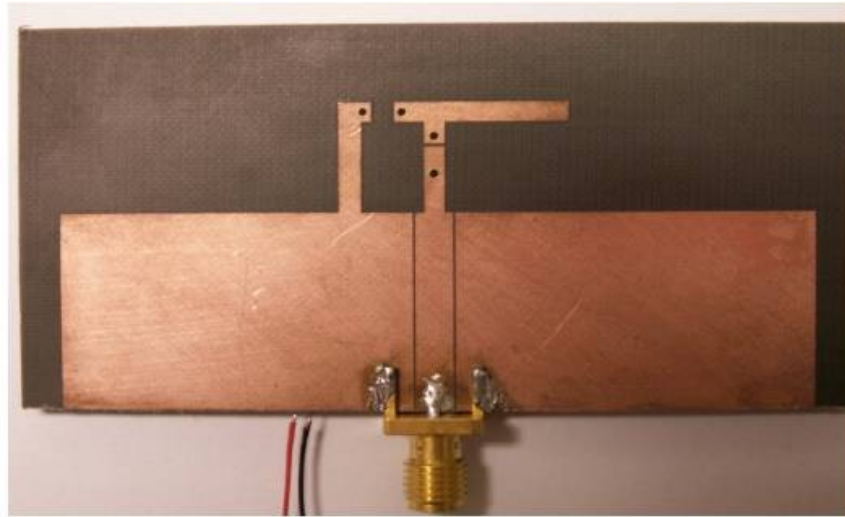


Fig. 109 : Face avant (haut) et arrière (bas) de l'antenne *IFA* fabriquée

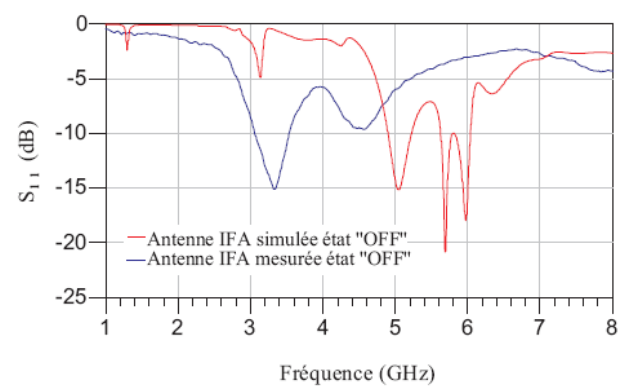
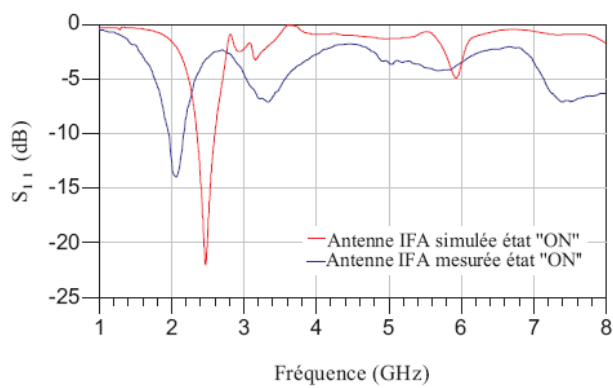


Fig. 110 : Comparaison des données Co-Simulée et mesurées de l'antenne présentée sur la Fig. 109

Ce travail s'est poursuivi avec la thèse de **Fabien FERRERO** commencée en Octobre 2003. Nous avons ainsi pu concevoir et valider d'autres concepts innovants MIC d'antennes actives ou de circuits microondes à base de coupleurs hybrides qui pourraient éventuellement être implémentés en technologie MMIC dans le futur.

Nous avons ainsi développé une collaboration avec **la Queen's University of Belfast** et le professeur **Vincent FUSCO**. Les premiers travaux communs se sont traduits par la conception de nombreux systèmes antennaires intelligents alimentés par des **coupleurs hybrides quasi-discrets**. Quelques structures sont présentées sur les Figures 111 à 113. Un coupleur hybride quasi-discret est un hybride où les branches verticales quart-d'ondes sont remplacées par des composants discrets : capacité ou inductance. Il peut-être facilement rendu reconfigurable si les composants discrets sont des varactors [53-54]. La mise en cascade de deux coupleurs a notamment été effectuée pour élargir considérablement la bande de fonctionnement d'un tel circuit.

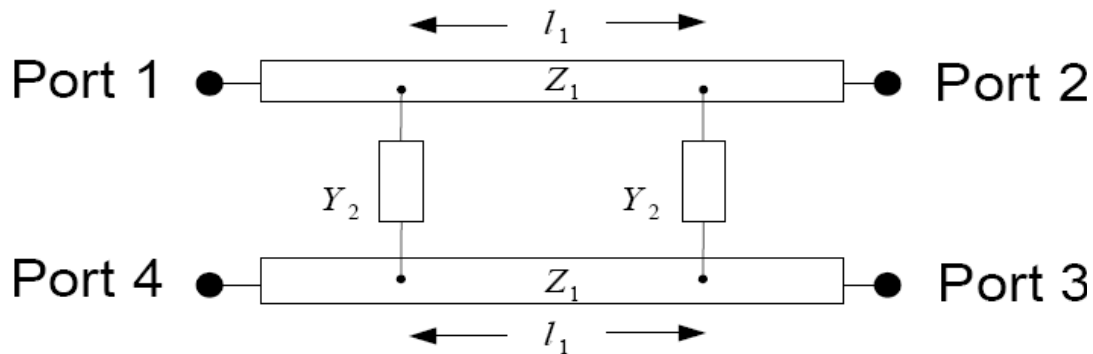


Fig. 111 : Coupleur hybride quasi-discret (les branches verticales quart-d'ondes sont remplacées par des composants discrets ayant une admittance Y_2).

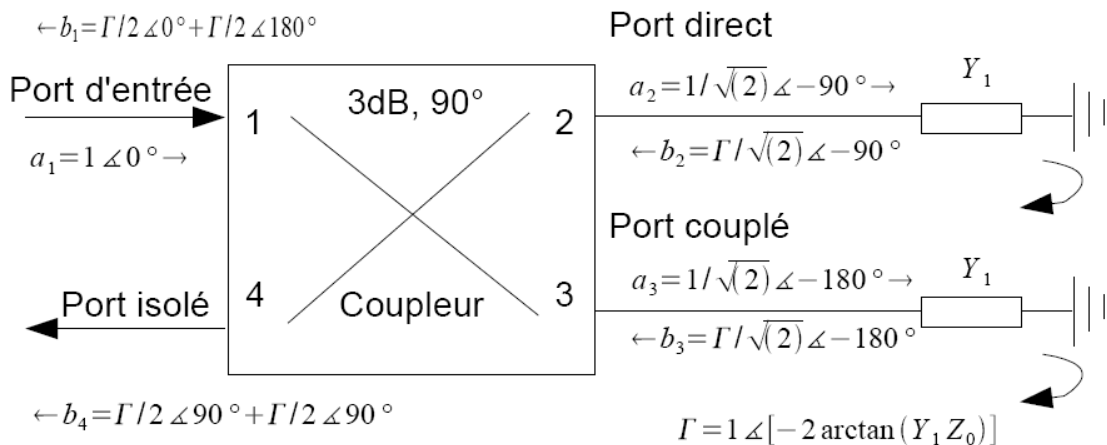


Fig. 112 : Configuration d'un coupleur hybride en mode réflexion

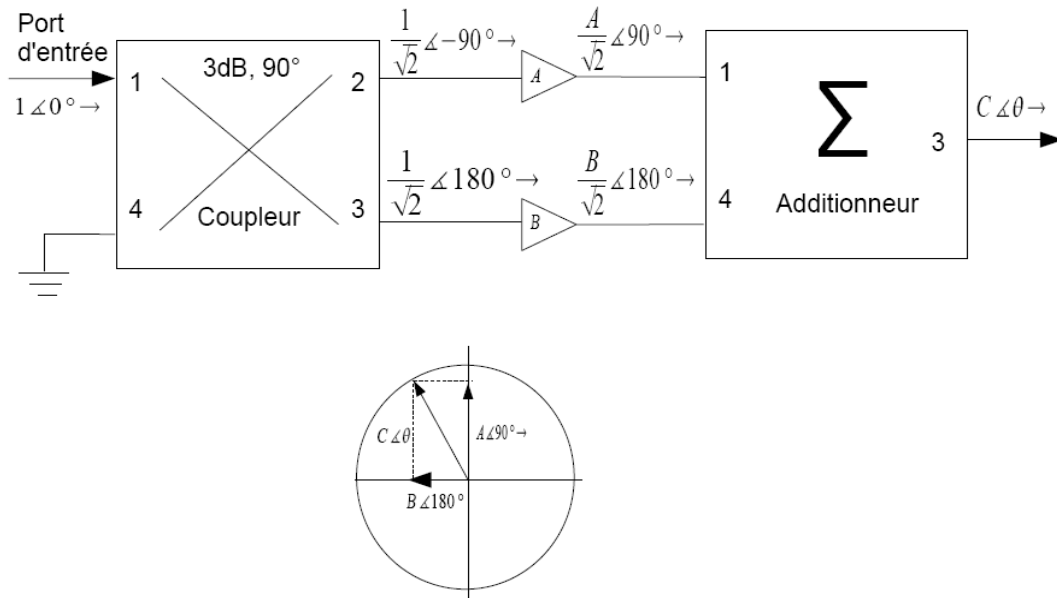


Fig. 113 : Schéma de principe d'un déphaseur 90° par addition vectorielle

Ces circuits hybrides ou déphaseurs nous ont permis d'alimenter de nombreux systèmes antennaires en technologie *MIC* à polarisation et rayonnement commandés : circulaire bi-bande (Figure 114), à double polarisation linéaire (Figure 115), à diversité de polarisation (Figure 116), reconfigurable en polarisation linéaire (Figure 117), reconfigurable en directivité (diagramme *Monopulse* sur la Figure 118), reconfigurable en direction de pointage (Figure 119) et à éléments parasites (Figure 120). Tous ces concepts constituent une base solide de structures pouvant être fabriquées en *MMIC* dans le futur [55].

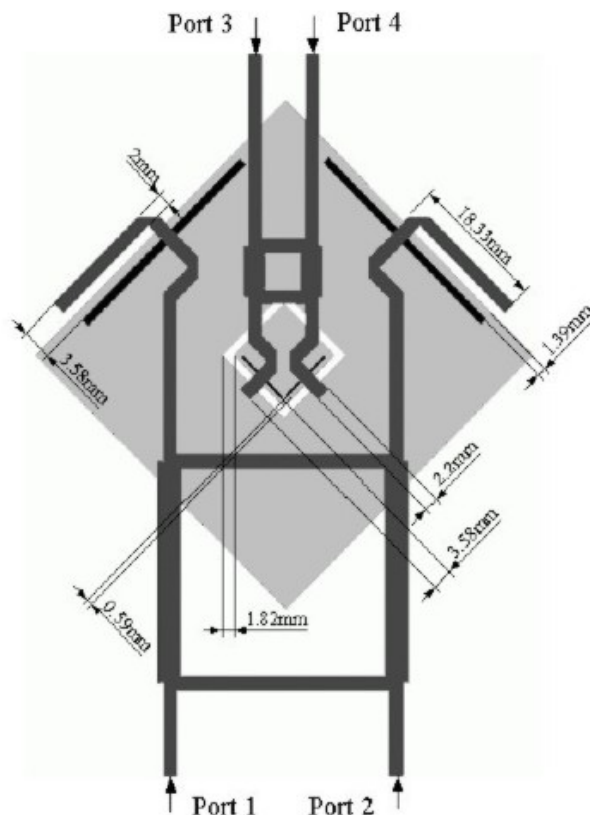
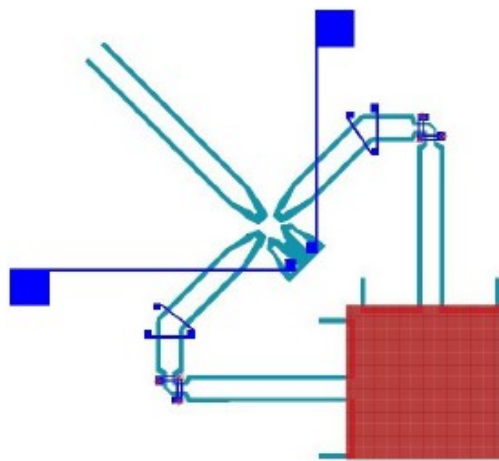
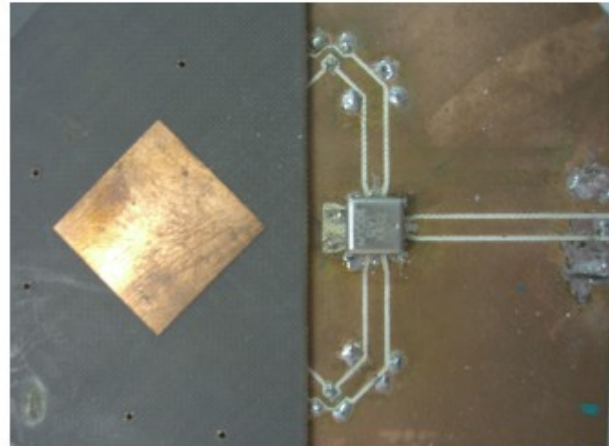


Fig. 114 : Masque de l'antenne à polarisation circulaire bi-bande d'après [56]



(a)



(b)

Fig. 115 : Antenne à double polarisation linéaire à commutateur *SPDT MEMS* (société MAGFUSION, *MEMS* encapsulé dans un capot de 36mm²). (a) masque de l'antenne, (b) photographie de l'antenne

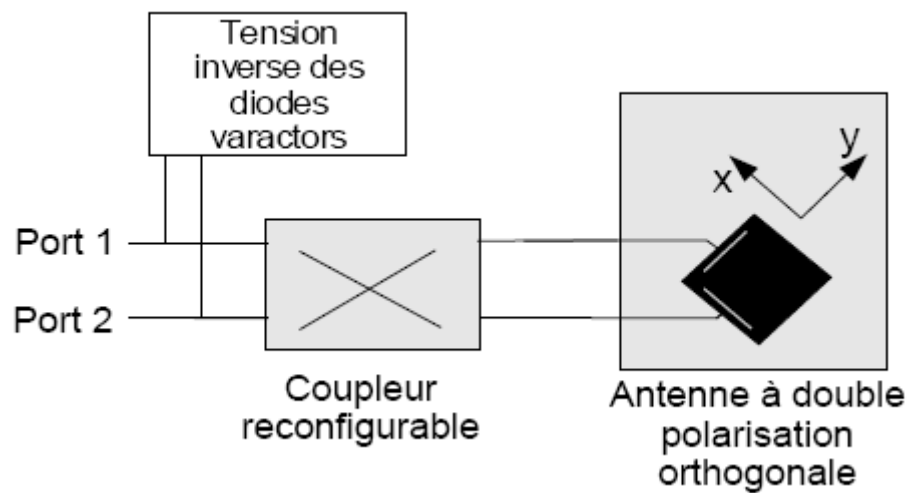
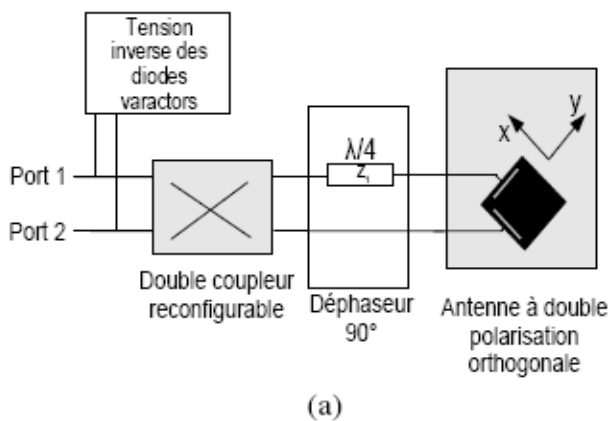
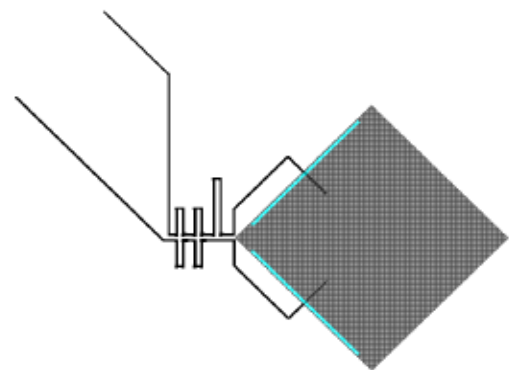


Fig. 116 : Topologie de l'antenne reconfigurable en polarisation (polarisations linéaires orthogonales ou circulaires droite/gauche selon le mode du coupleur reconfigurable) d'après [57-58]

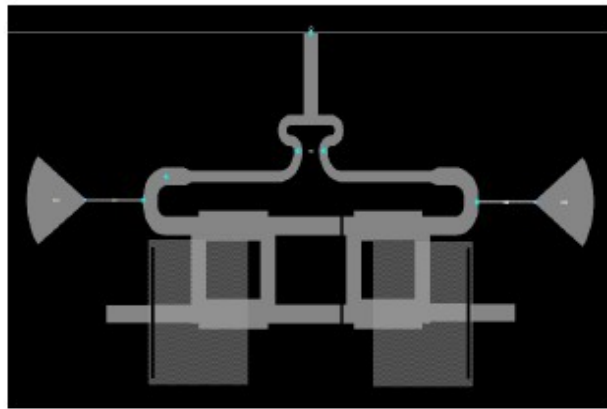


(a)

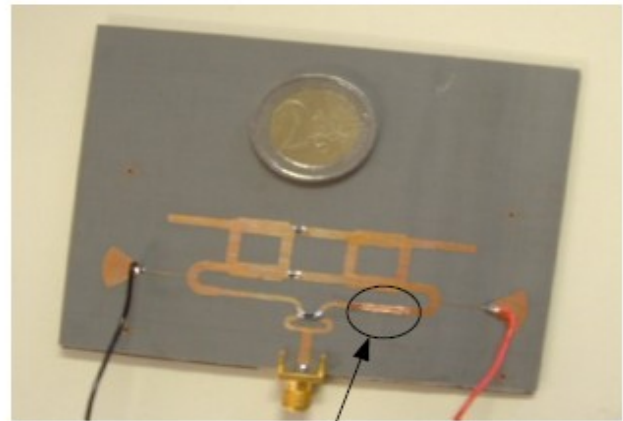


(b)

Fig. 117 : Antenne reconfigurable à polarisation linéaire reconfigurable sur 360°
(a) Principe, (b) masque de l'antenne



(a)

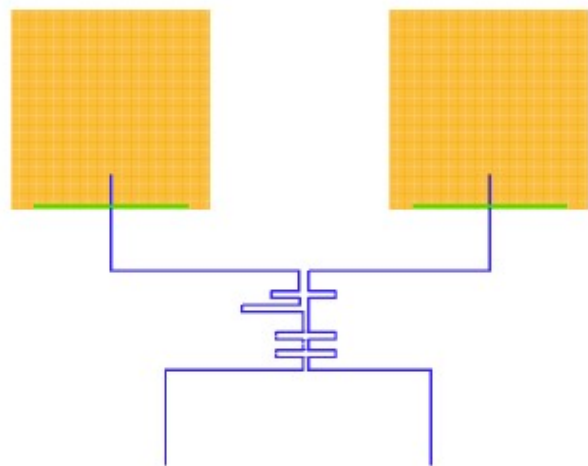


coupure DC

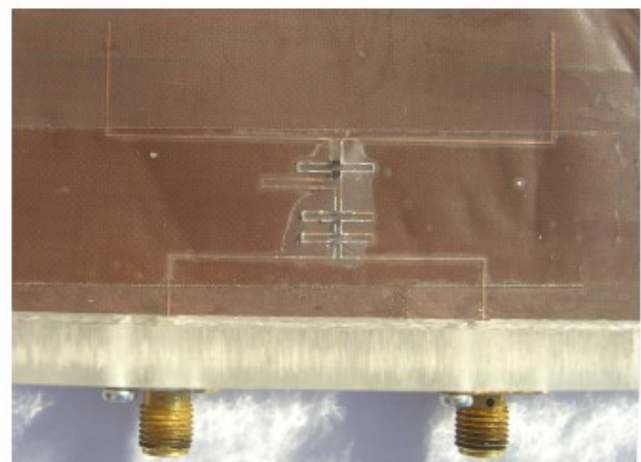
(b)

Fig. 118 : Antenne reconfigurable en diagrammes de rayonnement Somme et Différence (*Monopulse*)

(a) Masque de l'antenne, (b) Photographie de l'antenne



(a)



Port 1

Port 2

(b)

Fig. 119 : Antenne à direction de pointage reconfigurable

(a) Masque de l'antenne, (b) Zoom sur le déphaseur 360° à double hybride quasi-discret reconfigurable

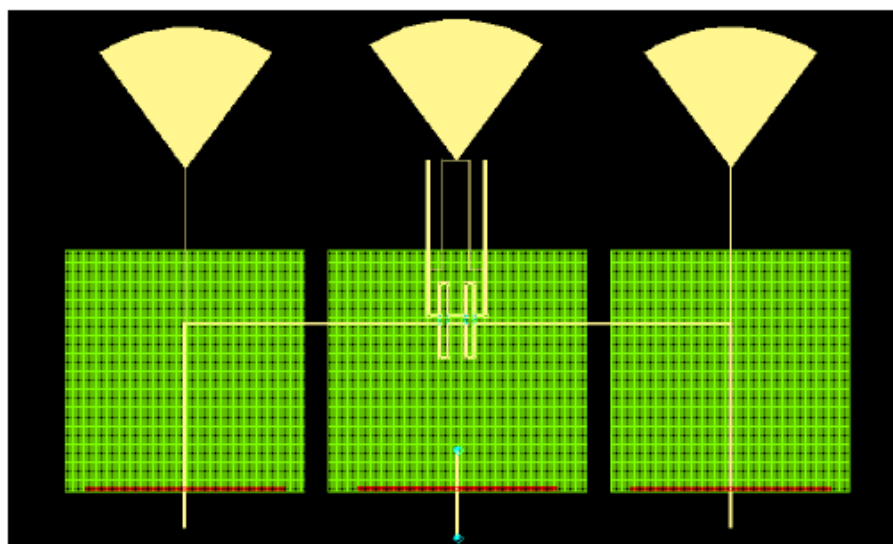


Fig. 120 : Masque de l'antenne reconfigurable à éléments parasites

6.2 - MEMS et Antennes intégrées en technologie MMIC

Comme planifié, ce travail s'est poursuivi vers la conception d'antennes actives "tout intégrées" en technologie *MMIC*. Le LEAT n'avait aucune expérience particulière en termes de "fonderie" avant que nous initiions ce travail. Nous avons donc découvert une spécificité de ce type de recherche où nous sommes complètement dépendants du procédé (*process*) technologique et de ses aléas ; et où la période de fabrication peut s'étaler de 3 à 6 mois dès lors que les masques sont envoyés au fondeur.

M. FERRERO s'est tout d'abord attaché à la conception de *MEMS* puis d'antennes actives intégrées où les *MEMS RF* et l'élément rayonnant sont intégrés sur le même *WAFER*. Pour qu'un tel système antenne soit économiquement rentable, il est évident que la montée en fréquence est indispensable ne serait-ce que pour miniaturiser "naturellement" la taille des antennes (et éventuellement des circuits) et ainsi la surface de Silicium utilisée. Nous avons donc choisi la bande *ISM (Industrial Scientific and Medical)* des 57-64 GHz qui est une bande libre aux Etats-Unis, en Europe et au Japon ce qui donne des perspectives d'harmonisation globale. Une bande libre d'utilisation est un avantage considérable car cela permet aux opérateurs d'obtenir aisément une autorisation de leur autorité nationale de service sans avoir à perdre du temps dans des procédures de demande de droits d'utilisation ni à payer de coûteux droits d'exploitation. Une norme en chantier existe : IEEE 802.15-3C. Elle pourrait voir le jour en 2009. Elle est très attractive notamment en termes de puissance isotrope rayonnée (*EIRP*) autorisée qui est limitée à 40 dBm. Compte tenu de la largeur de bande disponible, des transmissions de l'ordre de plusieurs Gbit/s sont donc envisageables (2 à 5 Gbits/s). La longueur d'onde dans le vide est égale à 5mm ce qui autorise l'intégration d'un réseau d'antenne avec toute son architecture d'alimentation dans le coin d'un téléphone mobile ou à fortiori d'un PC. Cette bande a le désavantage de présenter une forte absorption électromagnétique due aux molécules d'oxygène de l'air ce qui induit de faibles effets de diffraction, mais peut se révéler être un avantage pour des communications à faible portée sécurisées et une réutilisation efficace du spectre [59]. De plus, les progrès constants de la microélectronique font que l'augmentation de la fréquence de coupure des NMOS permet actuellement que l'on puisse concevoir des circuits microélectroniques RF à plus de 100 GHz [60] (les transistors sont plus petits et donc plus rapides). Cependant, la partie n'est pas encore gagnée pour autant car si travailler en CMOS présente certains avantages comme la perspective de pouvoir intégrer la partie radio numérique en bande de base, en 45 nm, les puissances de sorties d'un amplificateur sont souvent limitées à 10 dBm et les facteurs de bruit élevés pour le moment (ce qui entraîne un faible rapport signal sur bruit). Voilà pourquoi traditionnellement, les liaisons radio dans cette bande s'appuient encore sur des composants AsGa. Ainsi, la solution du réseau tout intégré comme antenne intelligente est très attractive car on peut pointer le faisceau rayonné dans la direction désirée et ainsi pallier aux problèmes d'atténuation en espace libre en maximisant l'énergie dans une direction donnée. Il faut noter qu'à 60 GHz, les pertes des commutateurs peuvent devenir critiques d'où un intérêt pour des recherches sur des *MEMS* compétitifs à ces fréquences.

L'application industrielle majeure envisagée est le réseau local de télécommunications privé en *indoor*. Si l'on parle grand public, la haute définition sans fil pour les téléviseurs (*Wireless HD*) et plus précisément tout ce qui peut concerner les équipements électroniques de type nomade que l'on retrouve chez soi sont ciblés (*High Definition Multimedias Interface*) : les lecteurs vidéos ou audio, les caméras vidéos, les consoles de jeux, les stations d'accueil pour PC portable, l'USB sans fil etc... Le potentiel est énorme et les enjeux colossaux car l'on pourrait tout simplement supprimer la connectique pour faire communiquer ces éléments entre eux : cette norme porte en elle la possibilité de nous faire réellement rentrer dans l'ère du "tout sans fil". Cependant, nous sommes encore assez loin de prototypes matures et comme toujours dans ce cas, pour le moment, plusieurs approches coexistent pour intégrer de la meilleure façon une antenne et son électronique sur un même *WAFER*. Au niveau antennaire, les défis qui sont à relever concernent l'utilisation de substrats semi-conducteurs (non isolants), leur faible épaisseur, des couches de métallisations très fines et donc des pertes par effet de peau et enfin des pertes additionnelles possibles dans les capots de protection des puces microélectroniques. Ainsi, les chercheurs n'hésitent pas à tester des concepts à plus basse fréquence pour valider la démarche, les concepts et les performances.

L'approche qui vient immédiatement à l'esprit est d'utiliser tels quels les procédés classiques CMOS existants car beaucoup de circuits micro-électroniques et de fonctionnalités sont déjà matures (hormis les filtres qui sont encore rapportés mais les résonateurs à ondes de volumes *BAW* pourraient très rapidement changer cela). Les substrats sont peu chers car produits en grande série mais *Low Resistivity* c'est à dire conducteurs. Les signaux RF y sont donc dissipés et l'efficacité de rayonnement de l'antenne subit généralement une dégradation très importante. Par exemple, dans [61], on relève une efficacité totale inférieure à 5% pour une antenne à 60 GHz sur un substrat de permittivité 11,9, d'épaisseur 750 microns, de résistivité 10 Ohm.cm. L'épaisseur de cuivre dont est faite l'antenne est de 4 microns et les auteurs ont placés une couche de SiO₂ de 20 microns et de permittivité 3,9 sous l'antenne pour l'isoler électromagnétiquement des circuits électroniques RF. Augmenter la résistivité du substrat à 20 Ohm.cm permet d'augmenter l'efficacité totale de l'antenne jusqu'à 25% dans [62]. Il y a donc une nécessité d'améliorer les concepts d'antennes par exemple en utilisant la polarisation circulaire ou des antennes à fort gain pour maximiser les distances de communications. Compte tenu des forts volumes existants en substrats *Low Resistivity*, la vision industrielle prédit que nous pourrions aller vers ce type de solutions dès 2010.

Une autre approche consiste à modifier (*Customizer*) le procédé pour que le substrat devienne *High Resistivity* (>5kOhm.cm) [63]. Cette approche est très attractive puisqu'elle permet d'augmenter l'efficacité rayonnée des antennes mais elle comporte des risques comme nous le verrons plus loin puisque l'on vient modifier un procédé bien établi.

Dans [64], une solution très innovante a consisté à inclure l'antenne dans un caisson dopé P pour garder une haute résistivité sous celle-ci. Cette technique a permis une communication en espace libre à 95 mètres dans des conditions qui sont décrites en détail dans la publication.

Une autre approche intéressante (technologie hybride) a été présentée dans [65-66] où l'on va légèrement déporter l'antenne des circuits électroniques RF sur un substrat en verre avant de l'encapsuler.

Pour choisir parmi ces techniques, certains chercheurs ont effectué des comparaisons dans [67-68]. Des différences supérieures à 10 dB peuvent être obtenues sur le gain des antennes et c'est réellement les applications visées qui dicteront les pertes que l'on peut s'autoriser au niveau antenne. Bien évidemment, à 60 GHz, les communications en espace libre nécessitent de très bonnes antennes. Dans [69], on atteint une distance de 5 mètres si l'on considère que le récepteur a une sensibilité de -96 dBm. Les communications *On-Chip* font aussi parties des applications potentielles des antennes actives intégrées sur *WAFER*. On distingue les communications *intra-Chip* pour communiquer entre les blocs d'une même puce mais aussi les communications *inter-Chip* pour communiquer entre différentes puces. Dans ces deux types de communications, on peut transmettre des données ou bien devoir distribuer le signal d'horloge (*Clock*). Dans [70], la distribution de l'horloge à plusieurs éléments d'une même puce encapsulée en *Package Ball Grid Array* est limitée par la sensibilité du récepteur de l'horloge qui est de -35 dBm. La distribution du signal d'horloge entre différentes puces est décrite dans [71] (*SOI* 130 nm, distance de communication de 2,5mm) et [72] (CMOS 180nm avec 6 couches de substrat *Low Resistivity* 15/25 Ohm.cm soit 7,2 microns d'épaisseur totale). Que ce soit du *Low Resistivity* ou du *High Resistivity*, il a été démontré que la propagation des ondes d'une antenne à une autre se fait d'ailleurs par onde de surface à l'interface air-*WAFER* au lieu d'une onde d'espace [73]. D'autres applications visent à réellement utiliser les pistes métalliques comme lignes de transmission RF [74]. Enfin, des applications de type *scavenging* ont récemment été envisagées dans [75].

Tout d'abord, nous avons travaillé sur l'analyse des **MEMS** du LETI à l'aide du logiciel *COVENTOR*. Ce logiciel utilise comme moteur de simulation mécanique les algorithmes du logiciel *ANSYS*, dédié à la simulation mécanique par la méthode des éléments finis. Le logiciel est divisé en quatre modules distincts :

- "*Architect*" propose une vue du *MEMS* au niveau système et permet de réaliser des simulations comportementales de la structure.
- "*Designer*" permet à partir de la structure étudiée sous *Architect* de créer le masque de la structure et un modèle en 3 dimensions.
- "*Analyser*" est un solveur du type éléments finis qui permet de déformer n'importe quelle structure 3D et donc le *MEMS* en fonction de différents types d'actuation (électrostatique, thermique ...).
- "*System Builder*" propose à partir d'un modèle de simulations sous *Analyser* d'extraire un macro-modèle simulable sous *Architect*.

Le logiciel Coventor permet donc une étude complète de l'aspect mécanique des *MEMS* depuis une modélisation haut niveau jusqu'à une simulation "éléments finis", en fournissant en entrée les matériaux utilisés, leurs caractéristiques et la géométrie de la structure (Figures 121 à 123).

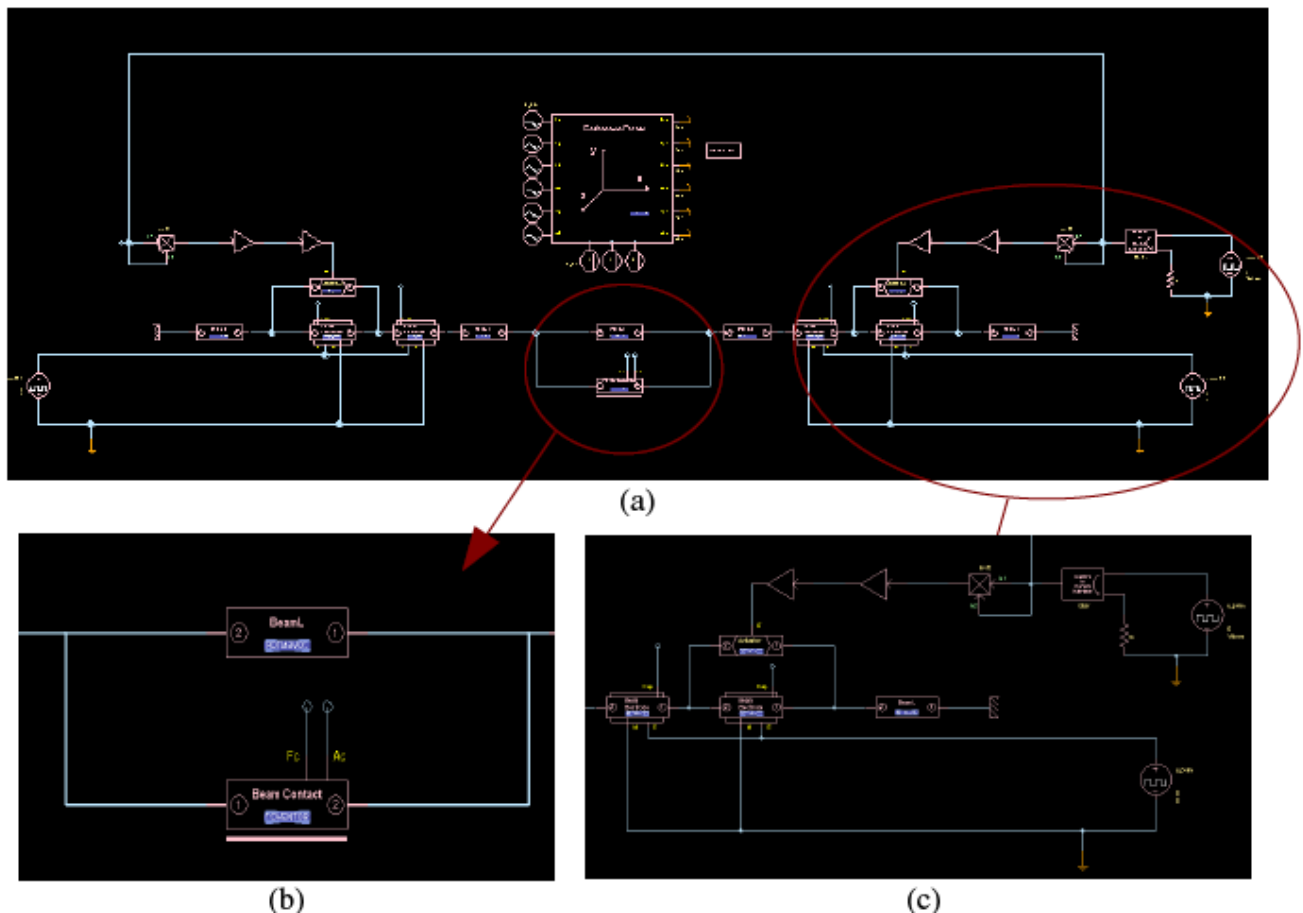


Fig. 121 : Modélisation comportementale d'un *MEMS* sous *Architect*
 (a) Structure complète (b) Contacteur (c) Actionneur thermique et électrique

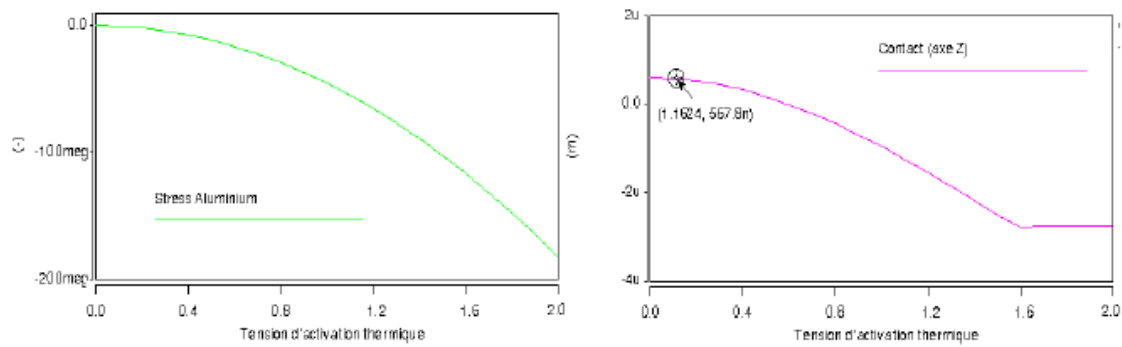


Fig. 122 : Simulation de l'activation thermique d'un MEMS

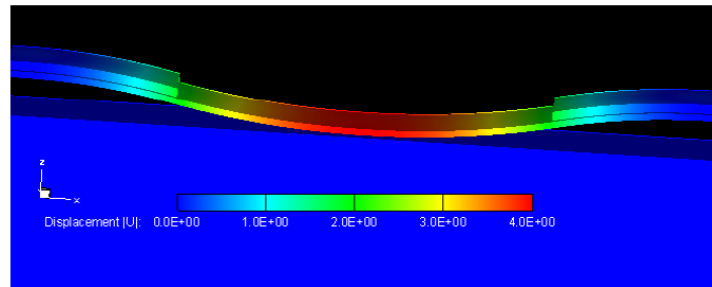


Fig. 123 : Simulation "éléments finis" sous *Analyser*

Nous avons ensuite travaillé sur la conception de **MEMS séries et shunts dans un procédé industriel METALMumps de la société MEMScap** à l'aide du logiciel *COVENTOR*. Le procédé est présenté sur la Figure 124. Nous l'avons choisi car il est personnalisable ce qui est attrayant car nous pouvions modifier ce procédé dédié aux MEMS et l'adapter au mieux pour des structures antennaires. La résistivité par défaut du polysilicium est de $10 \Omega/\square$ mais nous avons choisi d'utiliser un dopant plus efficace pour la réduire d'un facteur 3 (environ $1 \Omega/\square$) mais aussi d'augmenter son épaisseur d'un même rapport. Quelques résultats correspondants au MEMS série et au MEMS shunt sont présentés sur les Figures 125 à 130. On rappelle ici que la conception s'est effectuée en deux étapes : une première approche électromagnétique à l'aide du logiciel HFSS et une vérification électromécanique à l'aide du logiciel *COVENTOR*.

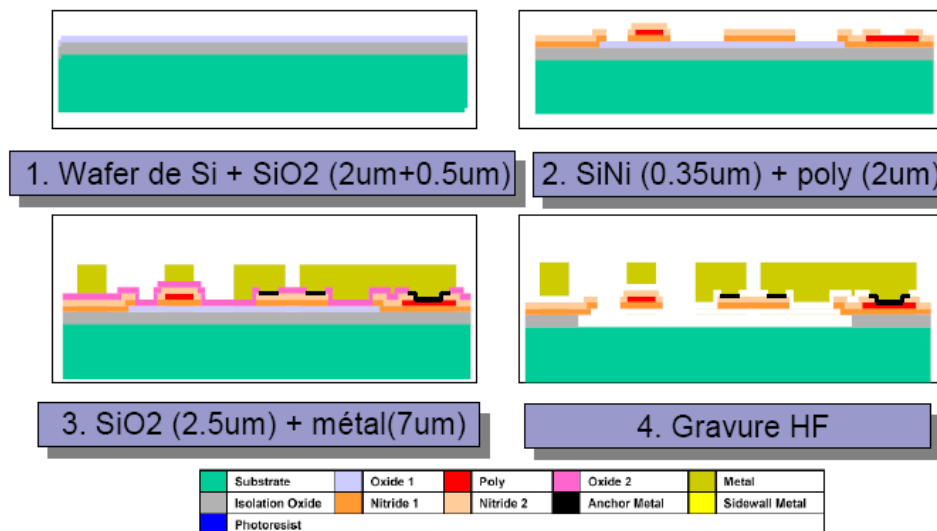


Fig. 124 : Principales étapes de gravure du procédé METALMUMPS

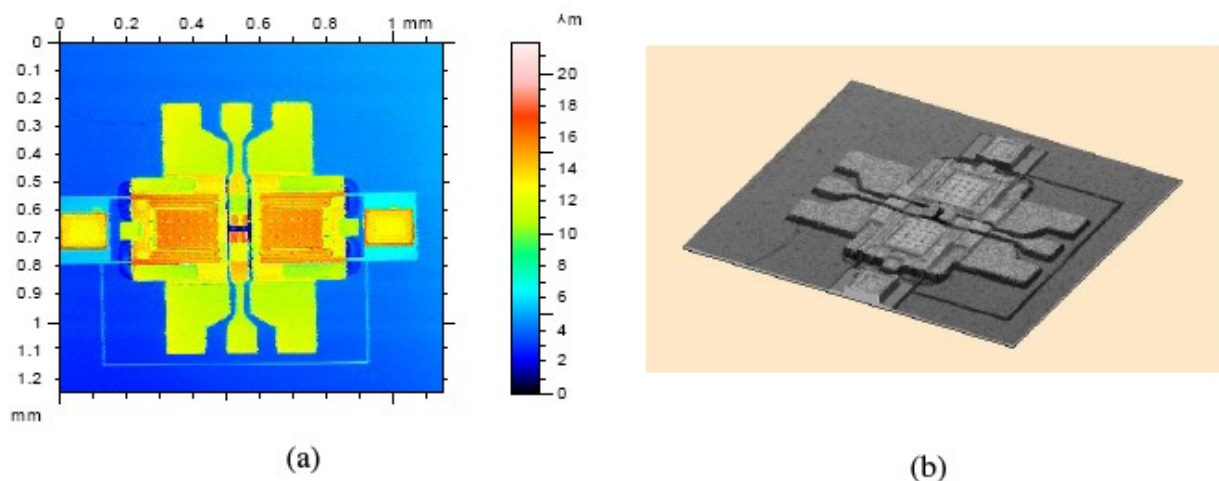


Fig. 125 : (a) Microphotographie du MEMS série (spectromètre confocal) et (b) Vue 3D (surface 400x250 μm^2 , tension d'activation prévue 25V, pertes d'insertions à 60 GHz de 0,6 dB, isolation supérieure à 25 dB)

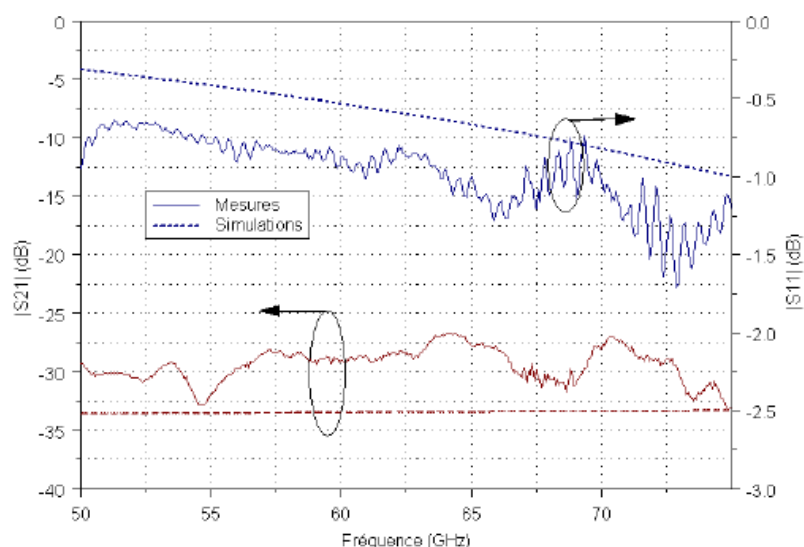


Fig. 126 : Simulations HFSS et mesures du MEMS série non commuté (mesures réalisées au VTT Helsinki)

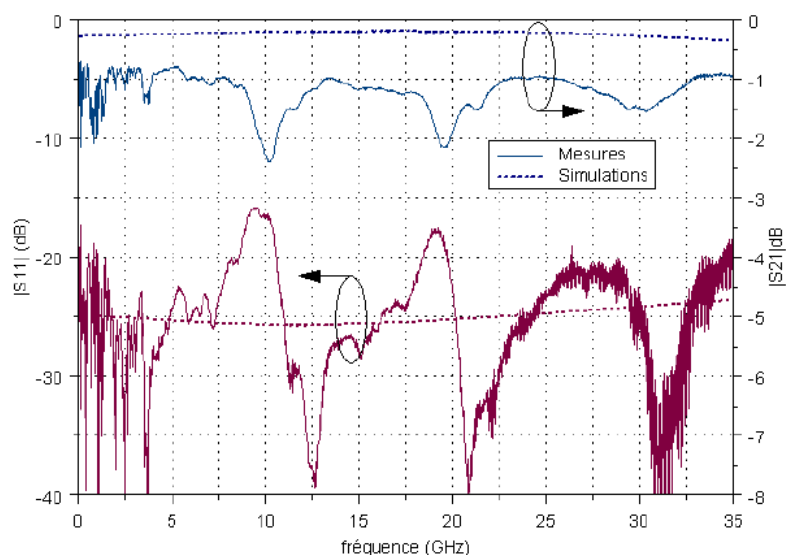


Fig. 127 : Simulations HFSS et mesures du MEMS série commuté (mesures réalisées au laboratoire L2MP à Marseille, tension d'activation 35V). Impossibilité de monter au-delà de 35 GHz sans bloqueur de tension DC au standard SMA. Les "médiocres" pertes d'insertions sont attribuées à un polysilicium plus résistif que prévu de $1 \Omega/\square$.

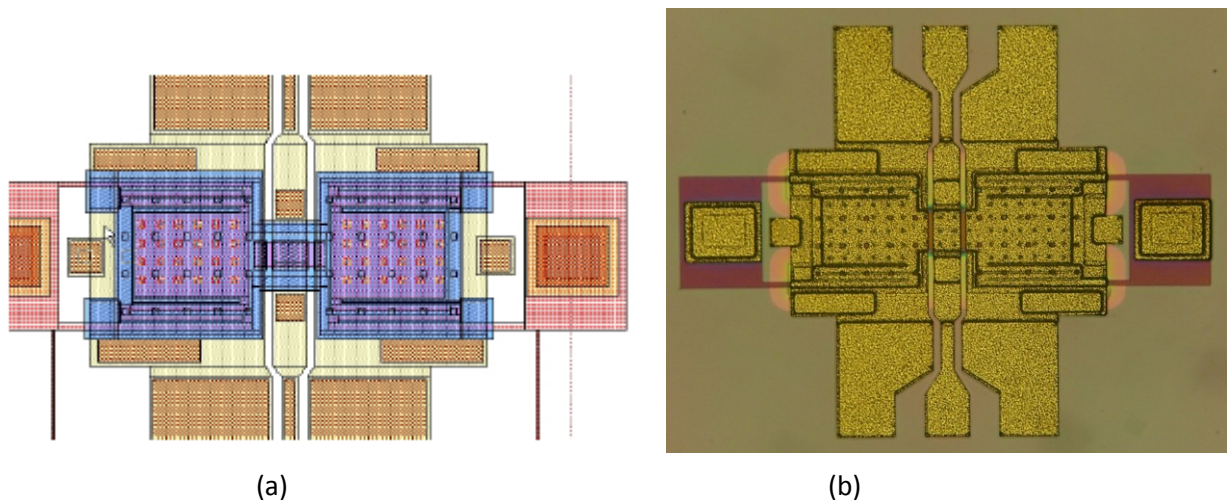


Fig. 128 : (a) Masque et (b) photo du MEMS Shunt

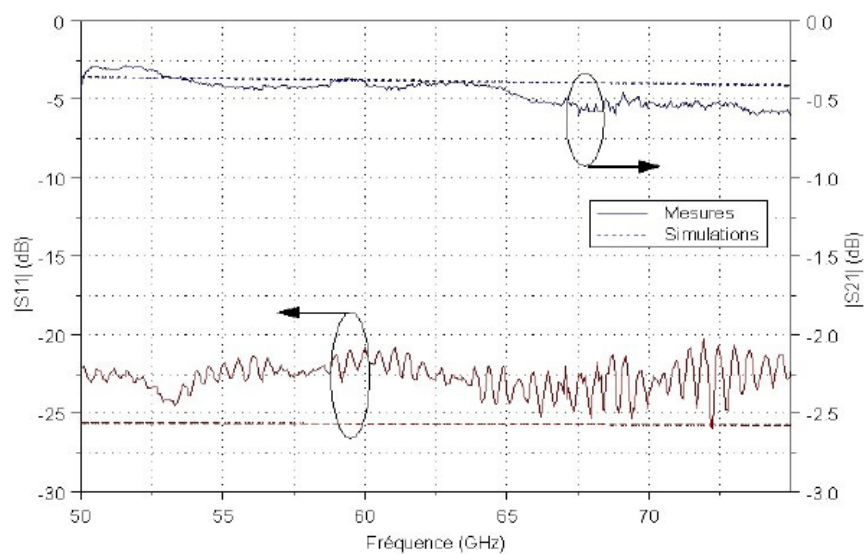


Fig. 129 : Simulations HFSS et mesures du MEMS Shunt non commuté (pertes d'insertions de 0,45 dB, état de l'art ; isolation supérieure à 20 dB)

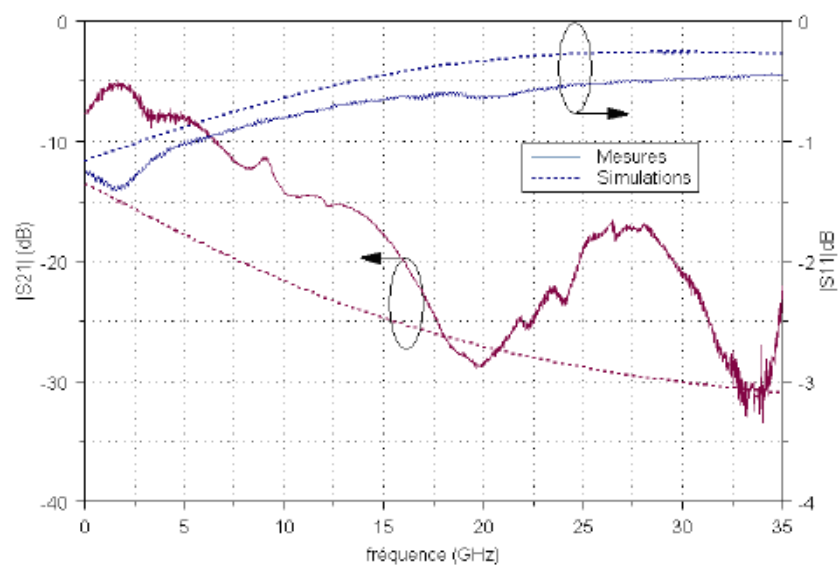


Fig. 130 : Simulations HFSS et mesures du MEMS Shunt commuté (activation de 38V)

M. FERRERO s'est ensuite consacré à la conception de **déphaseurs à lignes commutées (Fig. 131 à 133)** et enfin à la conception de **plusieurs types d'antennes** adaptées au procédé METALMumps (Figure 134-135). Pour ces deux tâches, il a été aidé par M. RANVIER.

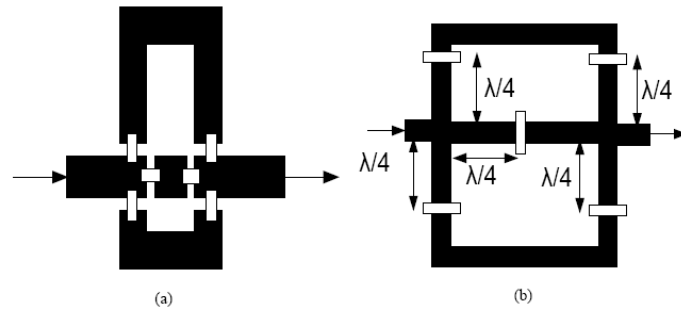


Fig. 131 : Masque des déphaseurs utilisant des MEMS série (a) et des MEMS shunt (b)

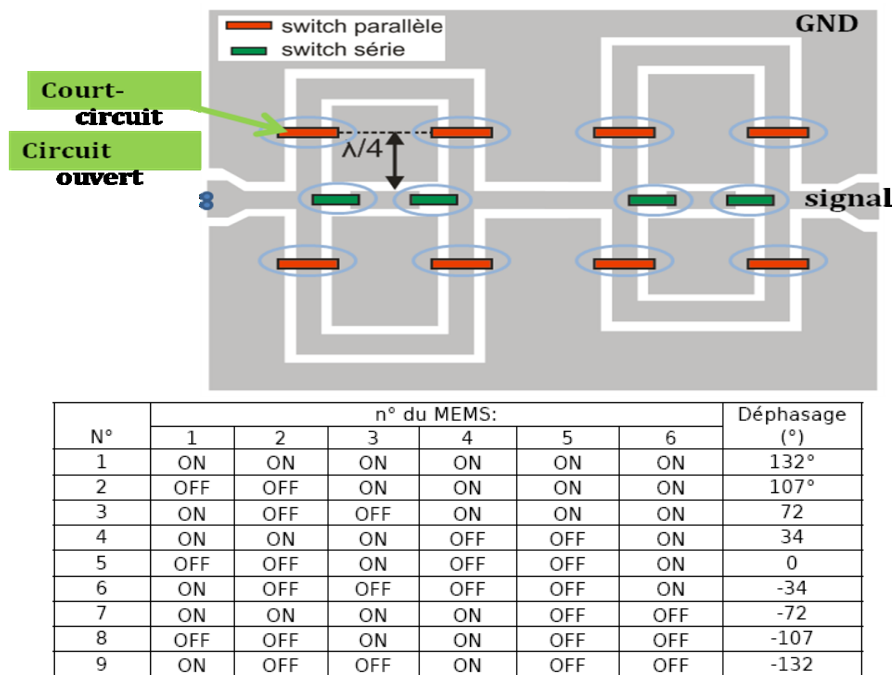


Fig. 132 : Topologie du déphaseur à 9 positions conçu et table de vérité associée. Les pertes d'insertion simulées sous HFSS sont de 0,8 dB, l'adaptation de 20 dB.

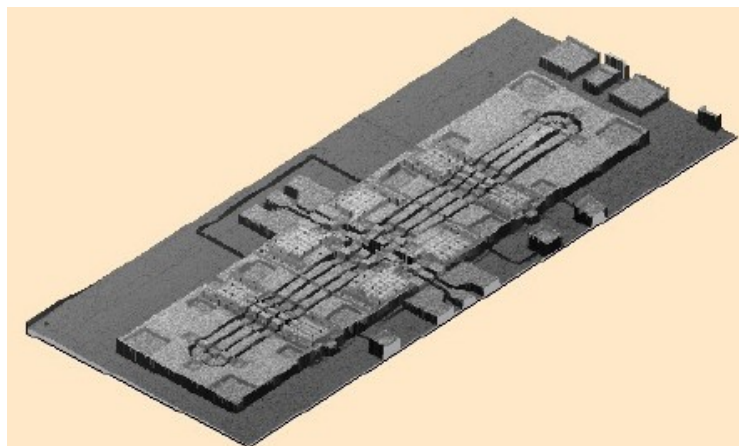


Fig. 133 : Vue 3D du déphaseur fabriqué à l'aide d'un microscope confocal

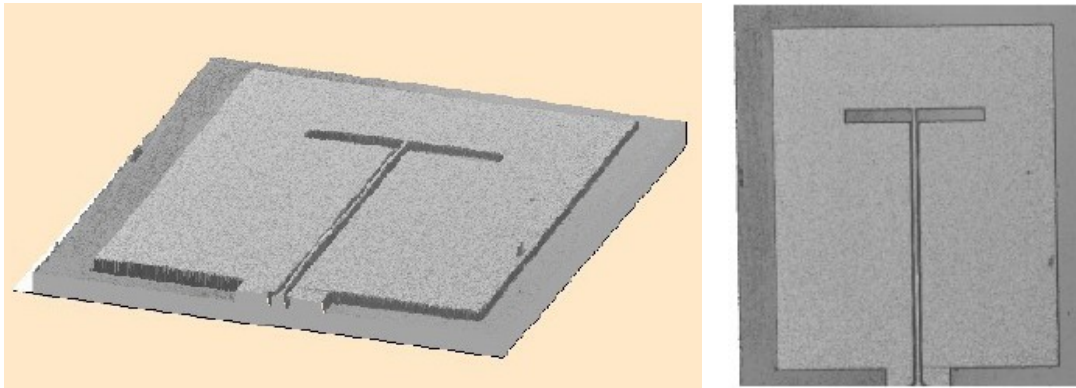


Fig. 134 : Vue 3D à gauche d'une antenne-fente alimentée par guide d'ondes coplanaire (largeur des fentes 1,09 mm) à gauche et vue de dessus à droite. Substrat silicium Haute Résistivité $h=0.675\text{mm}$

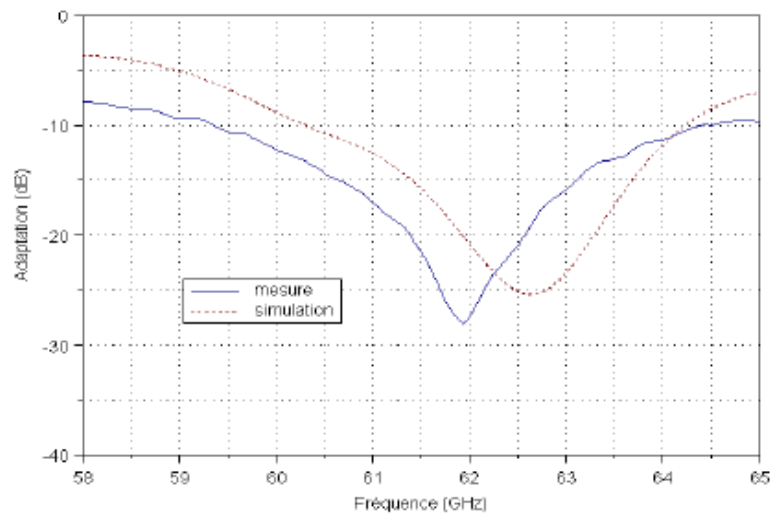


Fig. 135 : Simulation HFSS et mesure de l'adaptation de l'antenne présentée sur la Figure 134

L'association de la plupart de ces blocs-circuits était prévue pour synthétiser le **premier réseau d'antennes intégrées reconfigurables à 60 GHz jamais réalisés au LEAT** sur une surface inférieure à 1cm^2 (Figures 136 à 139) : 5 éléments rayonnants espacés de $0,4 \lambda_0$ permettant 9 directions de pointage dans le demi-plan supérieur. Il est intéressant de constater parmi d'autres publications que le choix d'une architecture "tout RF" avec implémentation du déphasage nécessaire sur chaque antenne par un circuit RF n'est pas forcément un optimum en termes de surface occupée dès lors que l'on travaille en tout intégré Silicium mais elle présente néanmoins certains avantages [76]. Des alternatives sont proposées dans [77] et [78] (Figure 140).

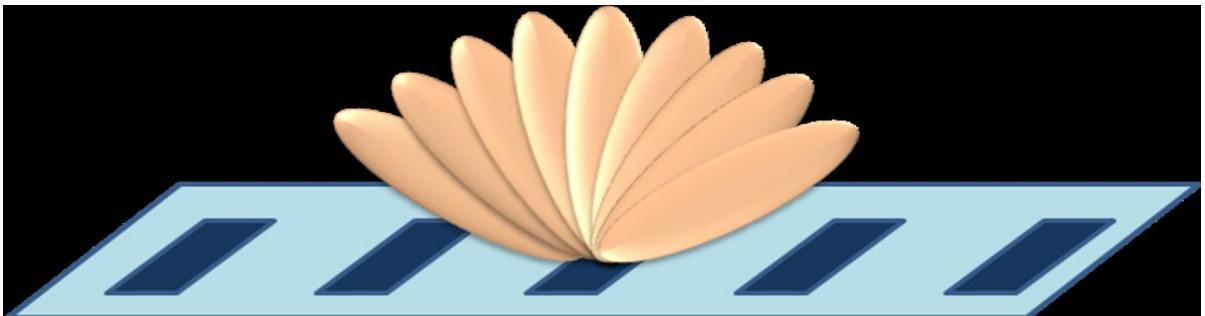
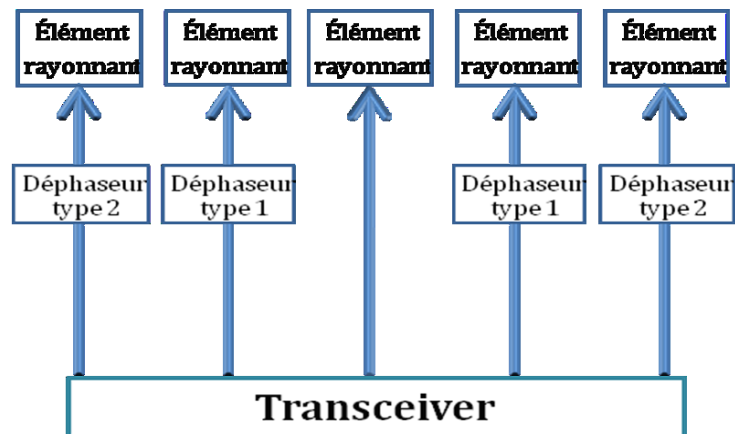


Fig. 136 : Topologie du réseau d'antennes envisagé et dépointages possibles du faisceau rayonné

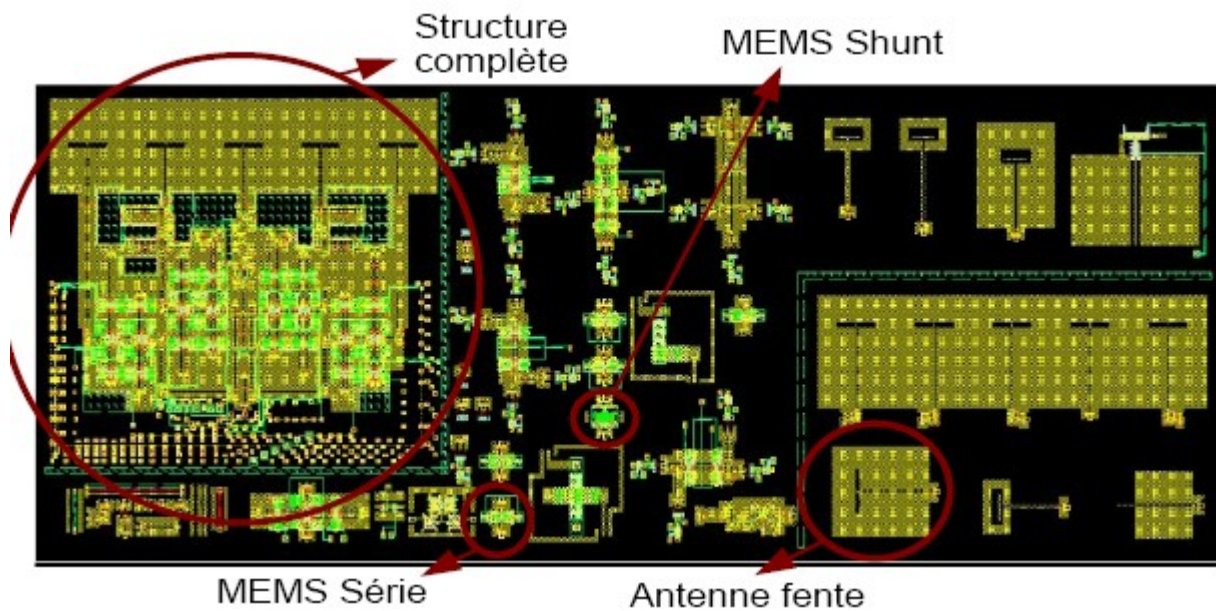


Fig. 137 : Masque du *WAFER* gravé avec le procédé METALMUMPS (surface $1 \times 3 \text{ cm}^2$)

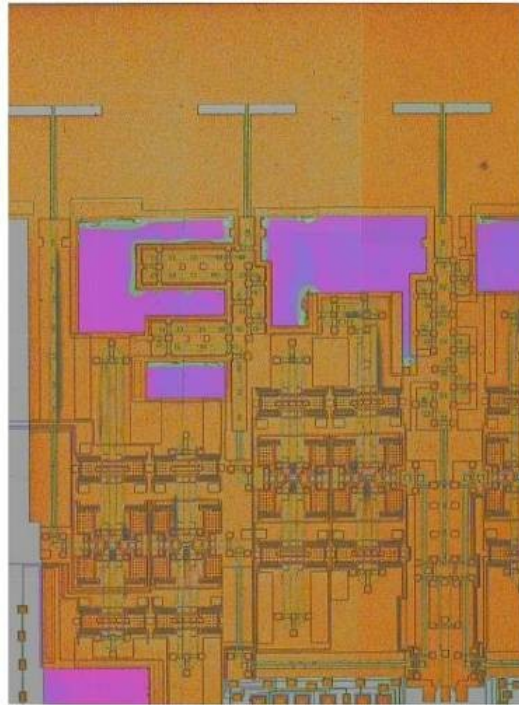


Fig. 138 : Photographie d'un demi-réseau au microscope confocal (3 antennes sont visibles)



Fig. 139 : Mesure sous pointe d'un élément du *WAFER* présenté sur la Figure 137

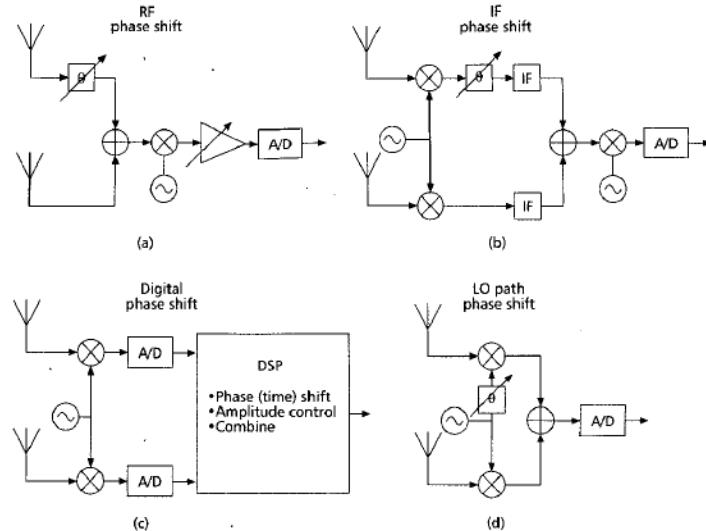


Fig. 140 : Différentes architectures possibles pour implémenter un déphasage. (a) Architecture RF, (b) Architecture IF, (c) Architecture numérique, (d) Architecture à chemins LO

De nombreux problèmes ont été rencontrés lors du test de nos *WAFER*. Ils ont été attribués à des problèmes de réalisation principalement dus à la modification du procédé MetalMumps. Des investigations et mesures complémentaires ont montré que **le procédé ne respectait pas les spécifications fournies. Le défaut principal provient d'une mauvaise connexion électrique entre les couches Or et Polysilicium**. Une explication possible provient du fait que le cuivre aurait diffusé dans l'Or malgré la barrière de Nickel, créant ainsi un isolant entre la couche de polysilicium et la couche d'Or. Ainsi, plusieurs mesures de la résistivité du polysilicium nous ont donné **une valeur de 40 à 800 Ω/\square au lieu des 10 Ω/\square annoncés et attendus**. Ce défaut est critique pour les composants actifs et en l'occurrence les *MEMS* car il ne nous permet pas d'amener un niveau de polarisation DC satisfaisant aux électrodes des *MEMS* pour les faire commuter. A force d'abnégation, nous avons quand même réussi à en activer quelques uns (Figures 127 et 130). Cependant, pour caractériser le déphaseur ou le réseau d'antenne complet, il est nécessaire que plusieurs *MEMS* soient simultanément activés ce que nous n'avons pas réussi à faire malgré de nombreux essais sur plusieurs *WAFER*. Malgré les problèmes de dispersion technologique, les travaux de Fabien Ferrero nous ont donc permis de concevoir et fabriquer les premiers *MEMS RF* jamais réalisés au LEAT. Les résultats obtenus sur quelques *MEMS* et les antennes passives sont encourageants et nous ont confortés dans notre approche et notre démarche de conception en technologie "tout intégré".

Pour nos futures réalisations, il nous est cependant apparu plus sage de nous adresser à des fondeurs étant plus transparents en termes de communication, la société *MEMSCAP* nous ayant fourni peu de solutions technologiques de repli. De part notre partenariat privilégié avec l'Université d'Helsinki et le centre de recherche VTT, nous nous sommes tout naturellement adressés à eux. Leurs procédés sont opérationnels et ils ont déjà réalisé des circuits déphaseurs et adaptateurs d'impédances performants à base de *MEMS* [79]. Dans leur procédé, une limitation subsiste car le rapport capacitif entre l'état haut et bas se limite à 5 ce qui ne permet pas d'assurer une commutation franche. Ils ont cependant acquis des techniques permettant la réalisation de varactors de grande qualité. Ainsi, avec le projet Finlandais TEKES-BRAWÉ (*Broadband Multiantenna Radios for Millimetre Wave Frequency Bands*), une nouvelle collaboration démarre dès Septembre 2008. Les acteurs principaux sont le *Radiolab Helsinki*, le centre VTT, *ST-Microelectronics*, l'IMS Bordeaux et le LEAT. Un des procédés *SOI* 65 nm développé par ST Microelectronics pourrait également être utilisé dans ce projet. Il est très attractif en termes de substrat haute résistivité (1000 Ohm.cm) [80] et permet d'envisager des antennes avec une efficacité de 80% (procédé 130nm) [81]. Nous nous sommes également intéressés au procédé développé par le LAAS de Toulouse. Il permet de positionner les antennes sur des membranes de quelques microns d'épaisseurs déposées sur une cavité en vue d'éviter les modes de propagation de surface [82-86] ce qui est très attractif pour l'efficacité des antennes même si cela rend les structures fragiles et ajoute des surcoût de post-procédé [87]. Ce procédé permet notamment de développer des commutateurs *MEMS RF* avec des couches de métallisation en Or. Des exemples de réalisation sont donnés dans [88] : Switch *MEMS* capacitif, Switch *MEMS* avec contact DC, condensateurs *MIM*. Nous envisageons également d'utiliser ce procédé dans le projet TEKES-BRAWÉ.

Nous avons donc démarré de nouveaux travaux par l'intermédiaire du stage de MASTER de M. LI. Nous avons ainsi conçu des *MEMS* série et shunt dans le procédé du LAAS. Ces *MEMS* seront fabriqués à la fin de l'année 2008 (Figure 141 et 142). Les performances attendues à 60 GHz sont les suivantes : switch parallèle avec des pertes d'insertion inférieure à 1 dB et une isolation supérieure à 30 dB, temps de commutation inférieur à 20 μ s. Le *MEMS* série possède des performances légèrement moins bonnes avec des pertes d'insertion supérieures à 1 dB et une isolation de 20 dB.

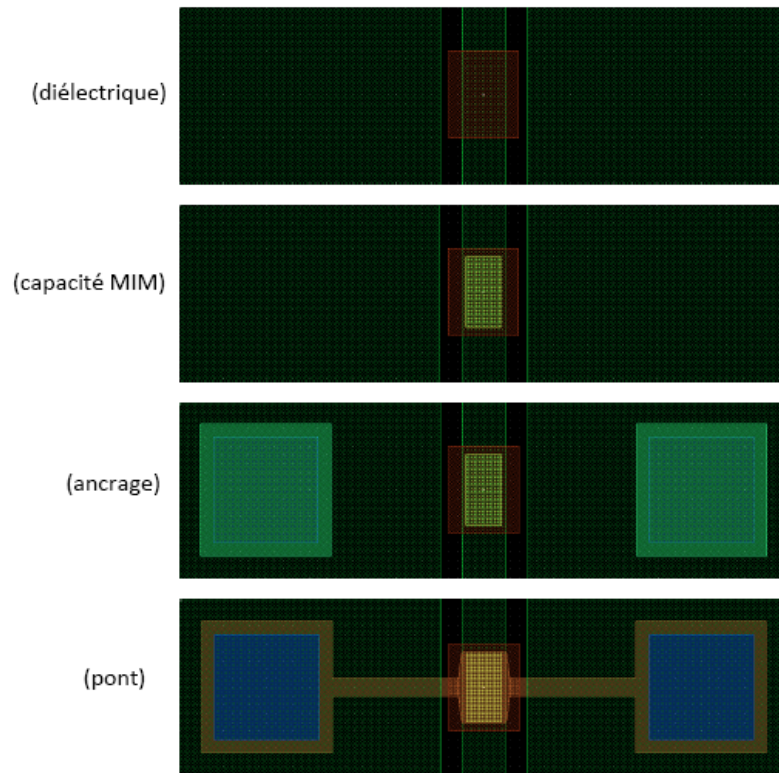


Fig. 141 : Vues superposées des différentes couches du *MEMS* parallèle

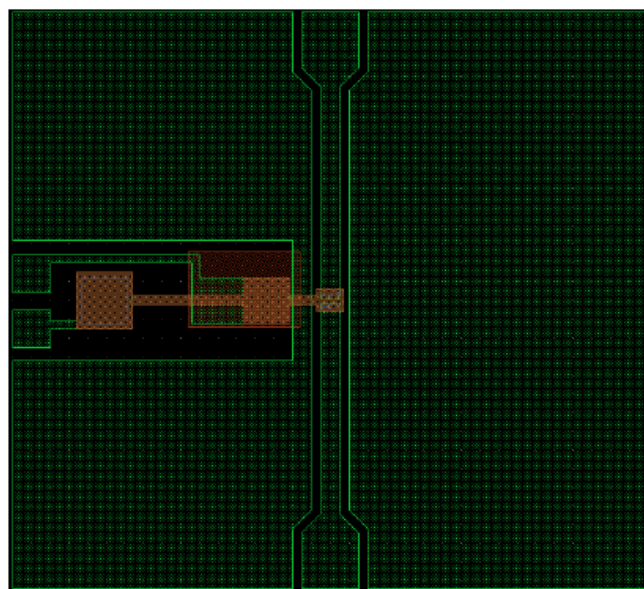


Fig. 142 : Masque complet du *MEMS* série

Il est à noter que les dispositifs antennaires sur circuits intégrés, lorsqu'ils sont alimentés par des pointes RF issues d'un testeur sous pointes, sont assez bien caractérisables en termes d'adaptation même si des masses métalliques sont ramenées à proximité de l'antenne et que le câble d'alimentation peut véhiculer des courants HF de retour non désirés. En termes de rayonnement, ces mêmes problèmes existent et il vient se superposer la difficulté de pouvoir faire effectuer des rotations au dispositif pour obtenir une mesure des champs rayonnés sur toute la sphère (en 3D). En fait, la caractérisation d'antennes millimétriques est un problème connu et généralement maîtrisées mais pour les antennes plutôt directives où l'énergie est uniquement dirigée/captée dans un angle solide réduit de l'espace. Cependant, pour les antennes à couverture large de type omnidirectionnelle, l'introduction d'équipements de mesure à proximité constitue un inconvénient majeur.

Un dispositif dédié, spécialement conçu est donc absolument indispensable pour obtenir une mesure non perturbée du rayonnement électromagnétique de ces antennes. Par le biais du projet CIM-PACA et de missions scientifiques du COST IC0603 et 2100, nous avons pu développer **un banc de mesure de diagramme de rayonnement permettant de mesurer les champs rayonnés quasiment en 3D** (presque sur toute la sphère) **lorsque les antennes sont alimentées sous pointes en bande de fréquence millimétrique**. M. RANVIER a tout d'abord développé ce banc au LEAT. Il l'a ensuite assemblé de nouveau à Helsinki pour effectuer des contre-mesures. Les premiers résultats sont très encourageants. A notre connaissance, ce type de système **existe uniquement à la NASA [89]**. Les figures 143 à 145 présentent ce banc de mesure.

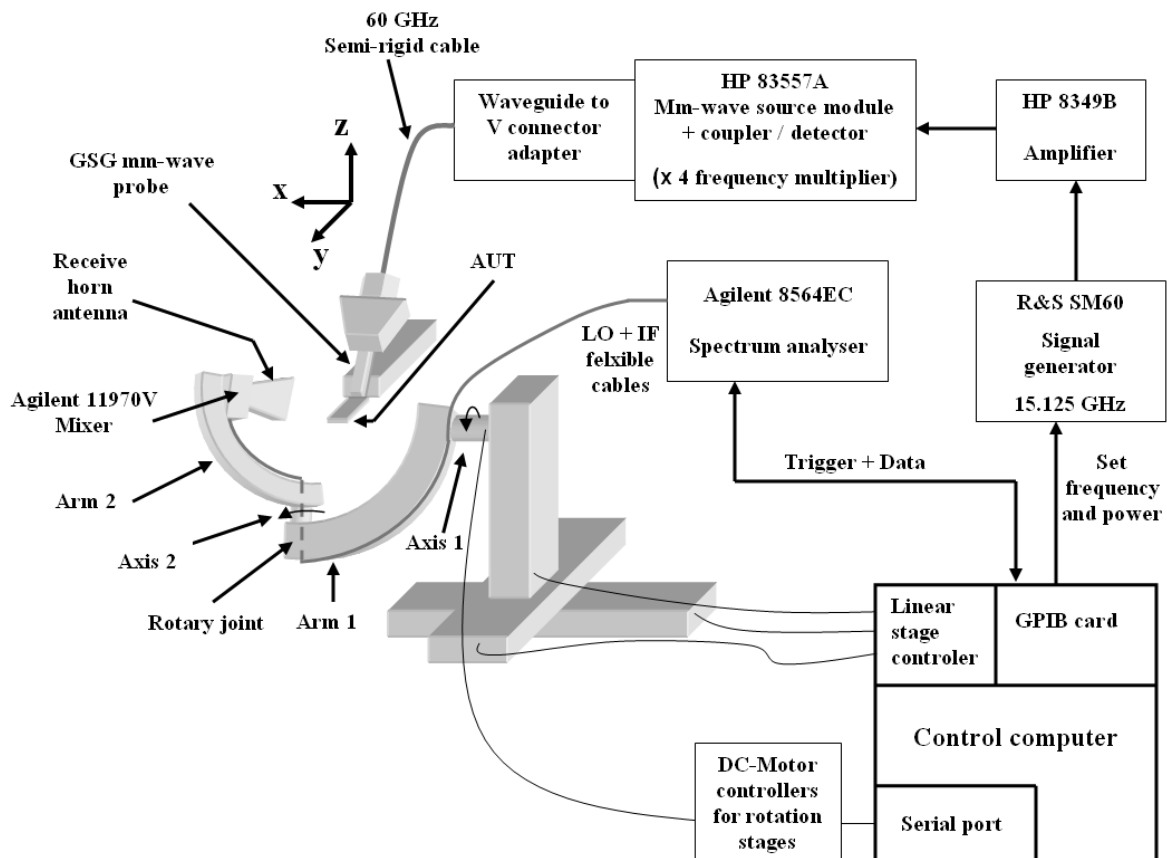


Fig. 143 : Vue schématique du système complet de mesure du diagramme de rayonnement (parties mécaniques et RF). Cornet avec 20 dB de gain. Antenne à mesurer positionnée à 20 cm de ce cornet.

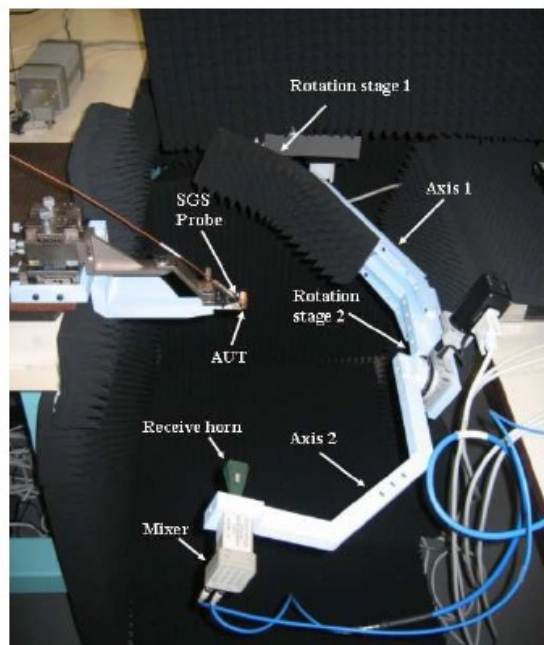
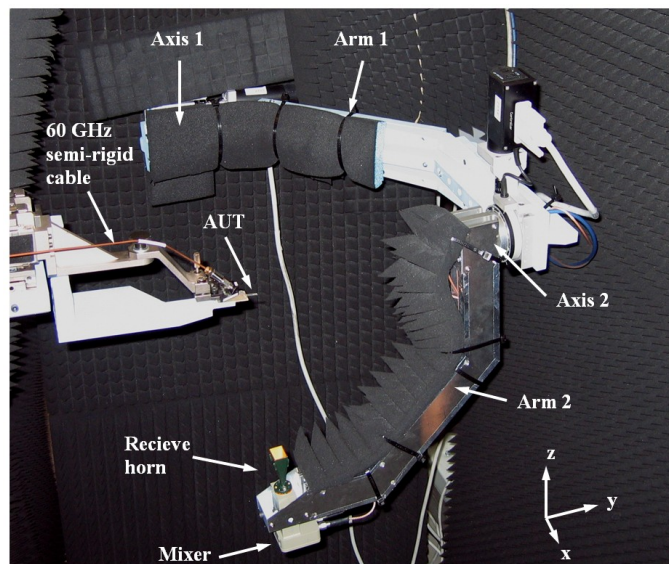


Fig. 144 : Photos du système de mesure complet (parties mécaniques et RF) lors de deux phases de mesure

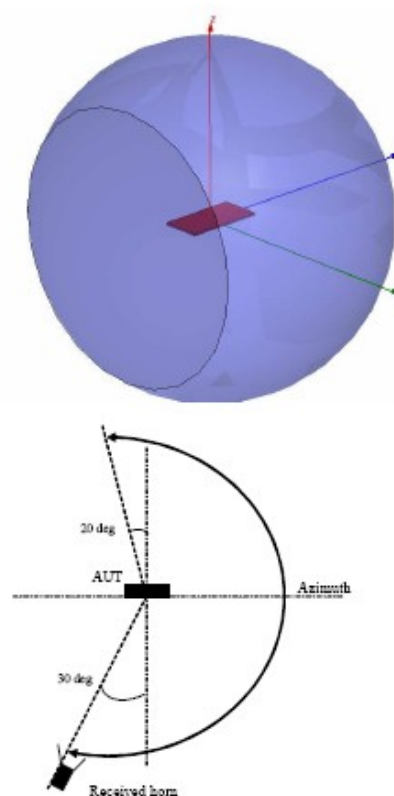
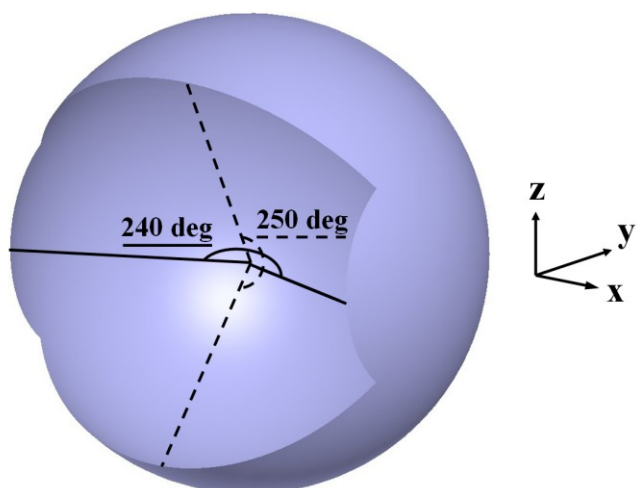


Fig. 145 : Représentation de la gamme angulaire de mesures possible
Élévation de -30° à $+210^\circ$, Azimuth de -30° à $+210^\circ$

Les mesures obtenues avec une antenne omnidirectionnelle spécialement conçue sur un substrat classique de type Quartz et pouvant être alimentées sous pointes à 60 GHz sont présentées sur les Figures 146 à 151. Nous montrons notamment dans [90-91] comment calibrer notre système pour déterminer le gain et surtout l'intérêt de mesurer de telles structures sous pointes et non pas avec un connecteur V en termes de précision. Il est montré qu'un tel connecteur dégrade le rayonnement de l'antenne, est délicat à souder, nécessite une modification en forme de *taperisation* de la ligne d'alimentation et surtout augmente le coût de fabrication global (Figures 152 à 153).

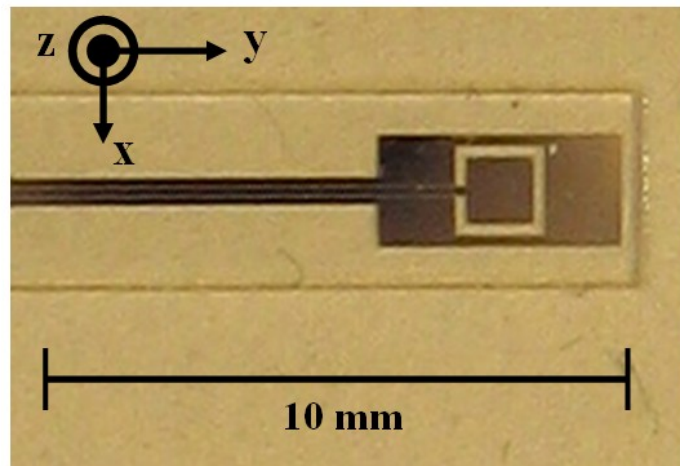


Fig. 146 : Photo de l'antenne omnidirectionnelle spécialement conçue sur substrat Quartz

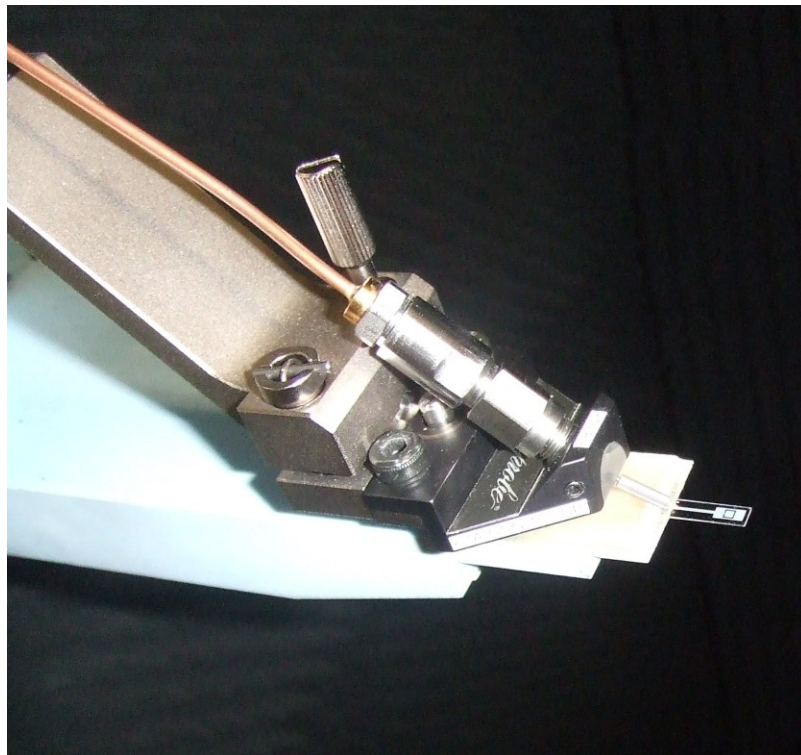


Fig. 147 : Photo de l'antenne omnidirectionnelle alimentée sous pointes pour une mesure de diagramme de rayonnement 3D

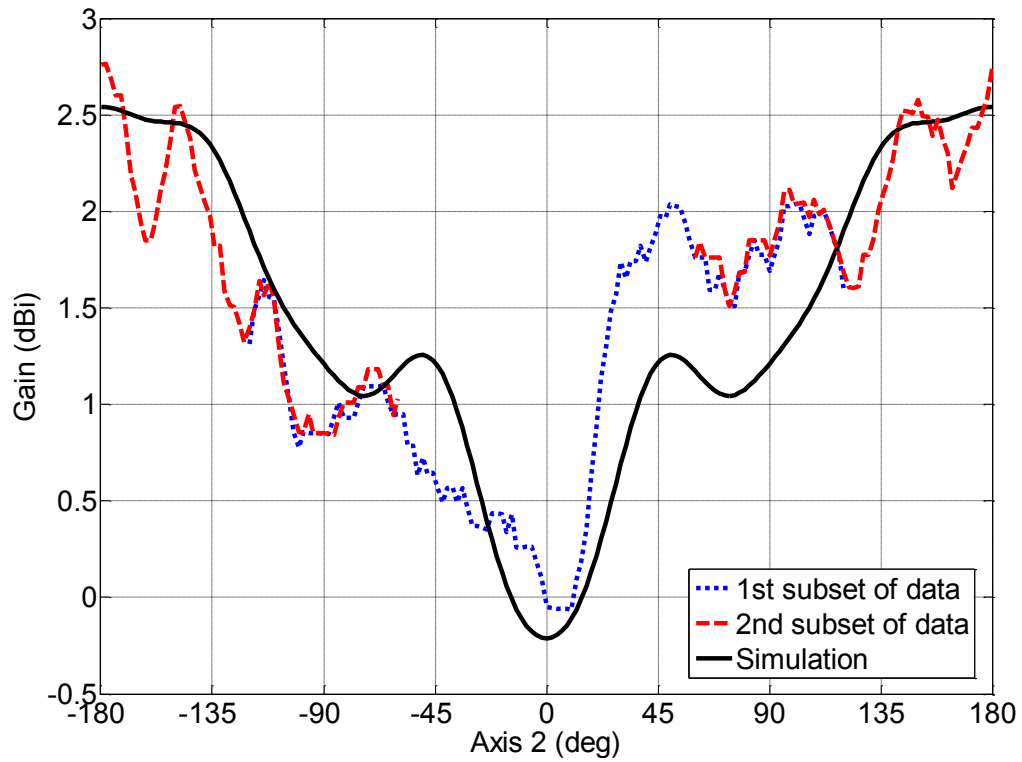


Fig. 148 : Coupe simulée HFSS et mesurée du diagramme de rayonnement de l'antenne omnidirectionnelle alimentée sous points (Plan X-Z sur la Figure 146)

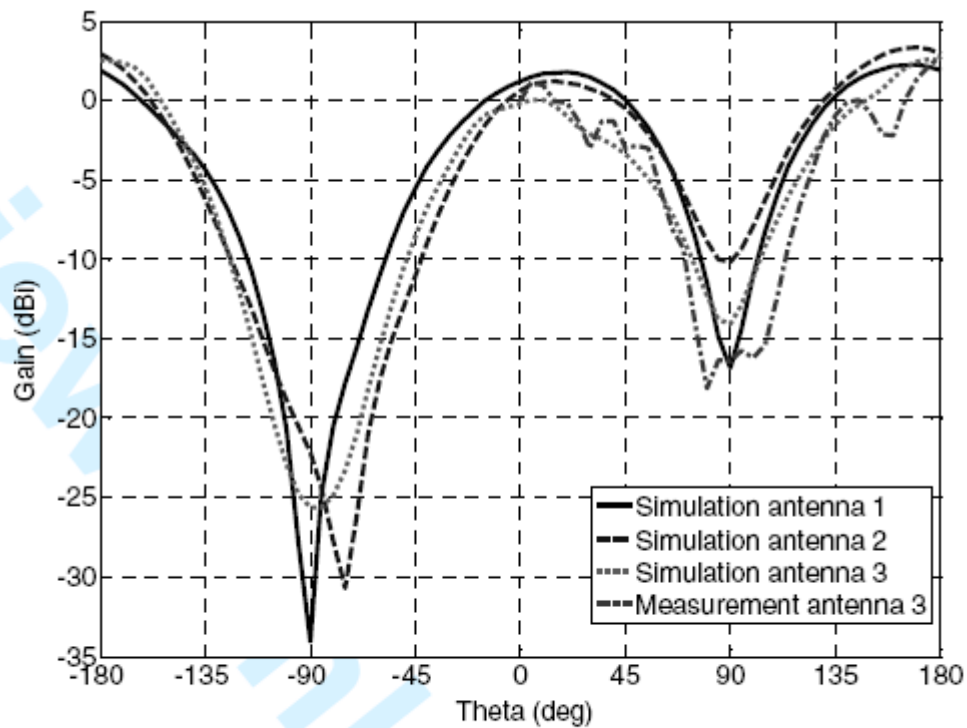


Fig. 149 : Coupe simulée et mesurée du diagramme de rayonnement de l'antenne omnidirectionnelle alimentée sous points (Plan Y-Z sur la Figure 146)

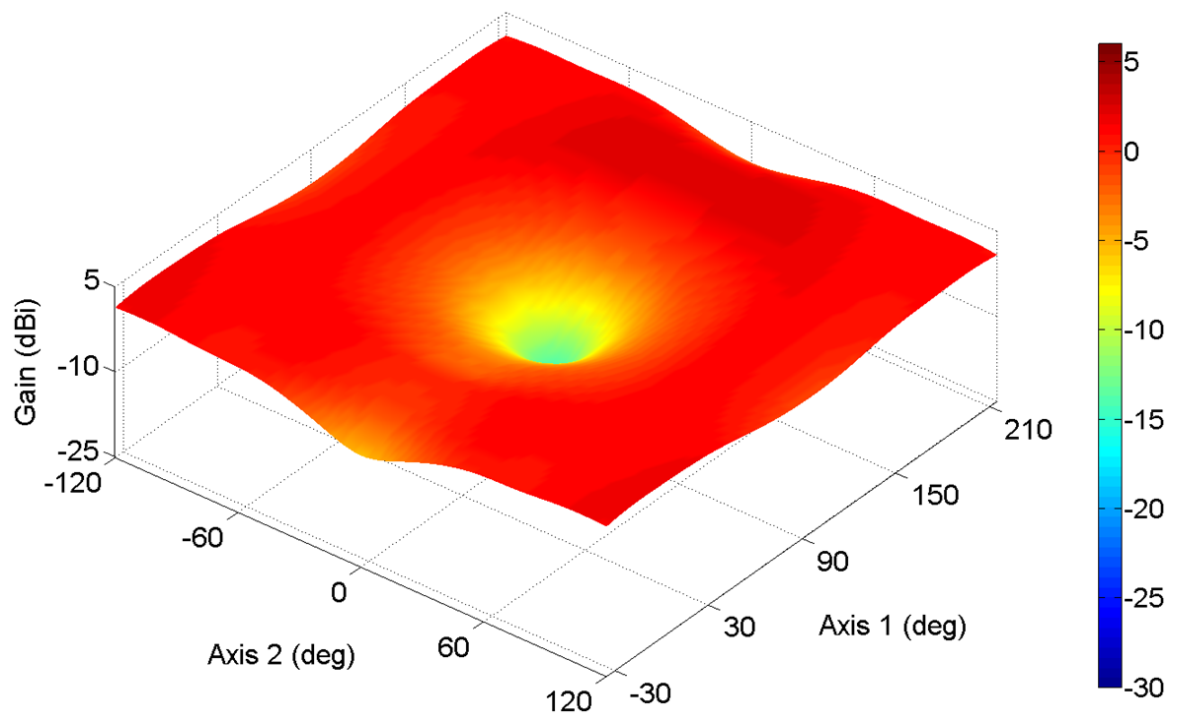


Fig. 150 : Simulation HFSS du diagramme de rayonnement de l'antenne omnidirectionnelle

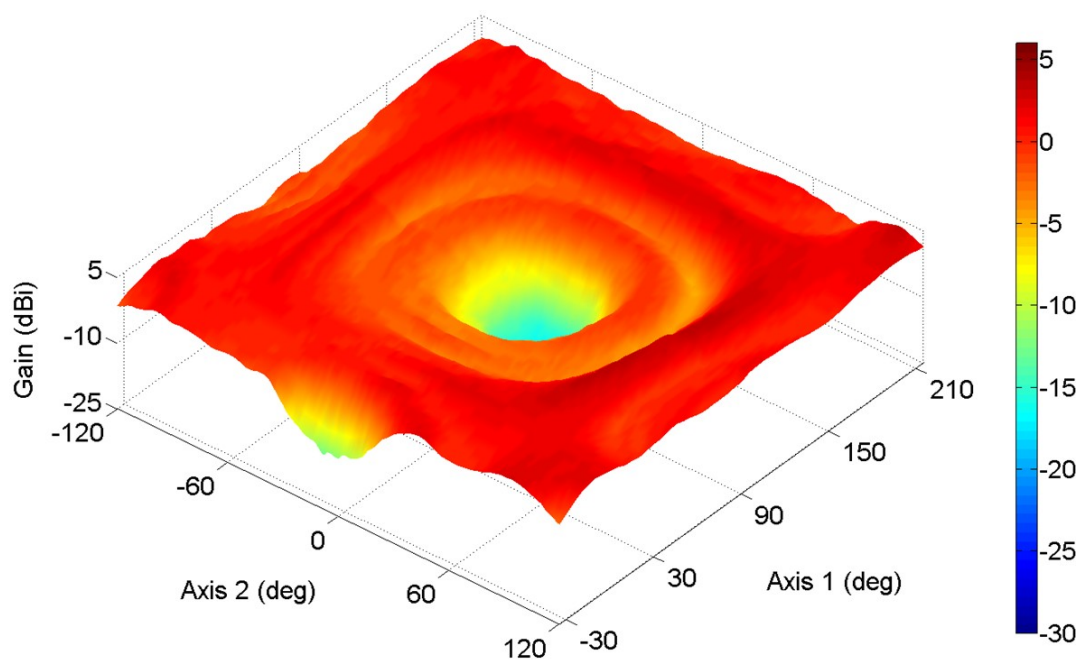


Fig. 151 : Mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne omnidirectionnelle lorsqu'elle est alimentée sous pointes

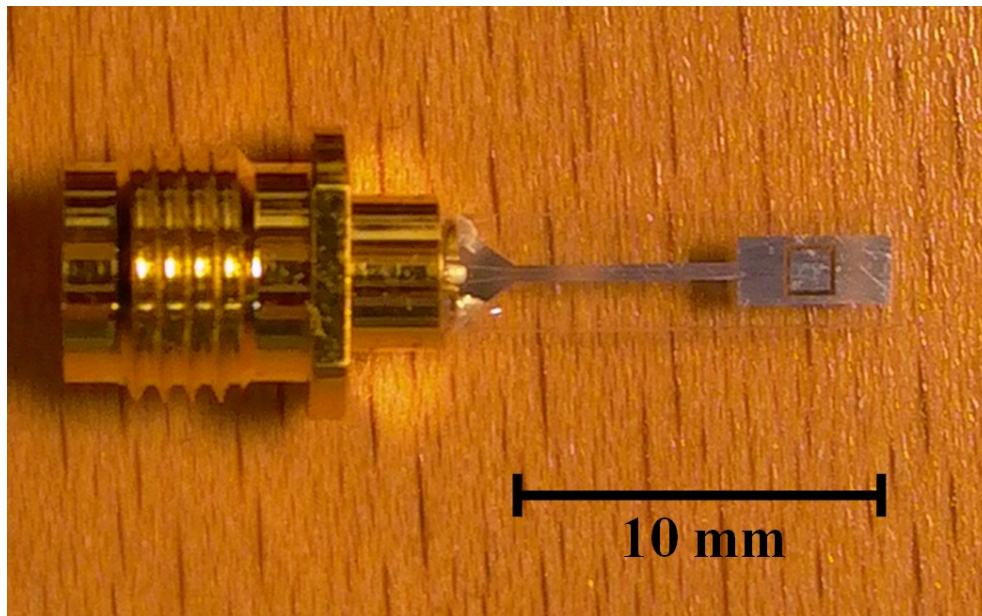


Fig. 152 : Photo de l'antenne omnidirectionnelle alimentée à l'aide d'un connecteur V. On peut notamment observer la *taperisation* de la ligne d'alimentation

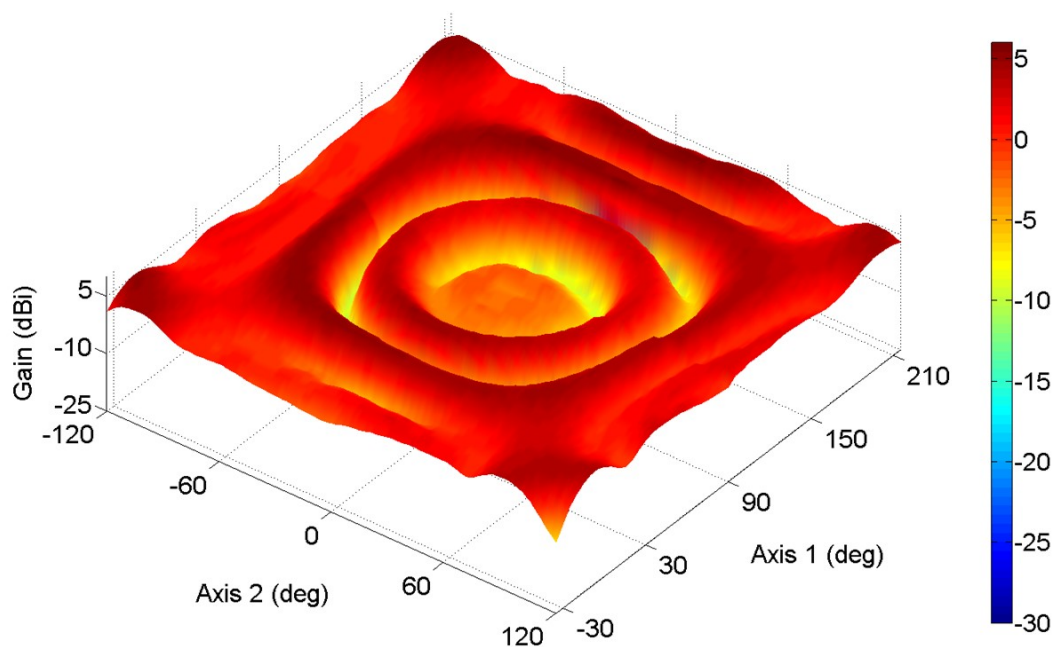


Fig. 153 : Mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne omnidirectionnelle alimentée à l'aide du connecteur V. On observe nettement des phénomènes d'ondulation caractéristiques de parties rayonnantes autres que l'antenne elle-même, probablement le câble.

6.3 - Antennes intégrées dans le capot de protection de circuits microélectroniques

Il n'est pas dénué d'intérêt de se poser la question de la pertinence du tout intégré systématique. C'est certainement les fréquences visées et les standards, la caractérisation du système dans son environnement final qui dictera le choix final d'une architecture tout intégrée ou non. Dans ce type de réflexion, il faut ainsi admettre que certaines applications ne nécessiteront pas forcément ce type d'intégration surtout si l'on intègre le paramètre primordial coût/performance. Une démarche "recherche" pragmatique et intelligente consiste donc à trouver des alternatives.

Ainsi, parmi les solutions innovantes et réalistes envisagées, une **alternative** qui présente de nombreux avantages technologiques et donc industriels consiste à **positionner l'antenne sur (Figures 154-156) ou dans (Figures 157-158) le capot céramique ou bien plastique qui sert de protection aux puces microélectroniques**. Généralement les céramiques utilisées sont des *LTCC* (céramique frittée co-cuit basse température) avec typiquement 6 à 10 couches pour une épaisseur totale de 0,5mm et une permittivité de 8. En *LTCC*, les composants et les fonctions électroniques sont intégrés directement dans le substrat qui sert aussi à protéger la puce électronique : on parle alors d'*Antenna In Package* (ou *Integrated Circuit Package Antenna ICPA*). Une telle intégration permet de synthétiser un *System in Package* qui contrairement aux *System On Chip* intègrent toute la fonctionnalité d'un système dans un même boîtier.

Si l'on compare de tels systèmes par rapport à une intégration *MMIC*, le temps de développement est réduit, il n'y a pas besoin de composants additionnels externes, la tenue en puissance est plus élevée, il existe une facilité d'intégration des circuits d'adaptation ou d'alimentation avec symétriseurs (*balun*) et l'espace alloué à l'antenne qui est déportée est maximisé. De plus, la production en masse est aussi facilitée car l'assemblage automatique est simple : il en découle des coûts de production réduits. Longtemps confinés au Bluetooth, les *SiP LTCC* sont maintenant envisagés pour le millimétrique [97-98] à cause des récents développements concernant les composants dits *high Q passives*.

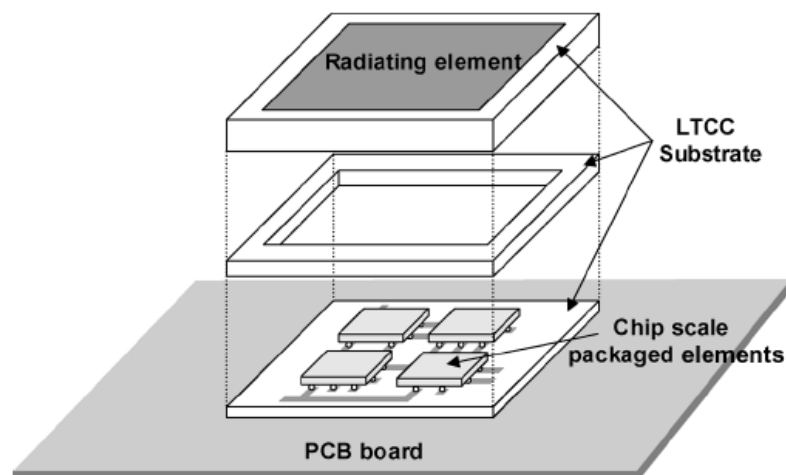


Fig. 154 : Principe d'antenne intégrée sur le capot LTCC d'un System in Package. Ici le substrat est de type LTCC mais ce procédé d'intégration est compatible avec des capots plastiques ou des substrats laminé en matériau organique (d'après [92])

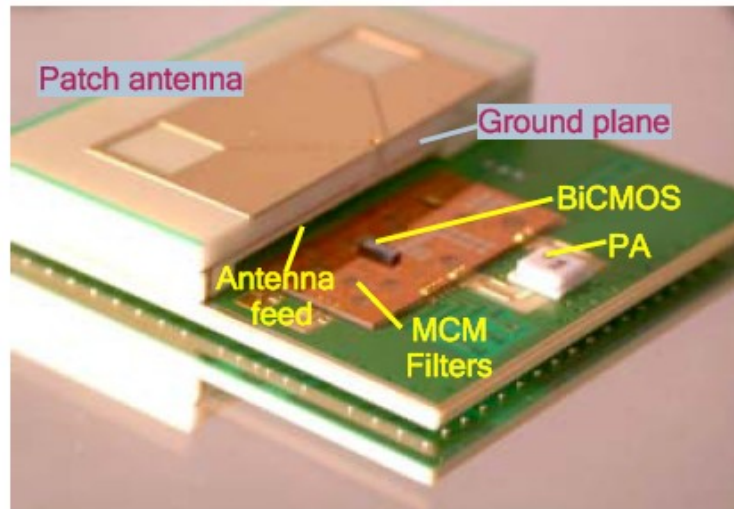


Fig. 155 : Photo d'une antenne intégrée sur le substrat laminé d'un *Transceiver RF* fonctionnant à 5 GHz en *WLAN* d'après [93]. Les substrats laminés en matériau organique comportent généralement 3 à 6 couches pour une épaisseur totale de 0,5mm et une permittivité diélectrique comprise entre 3 à 6.

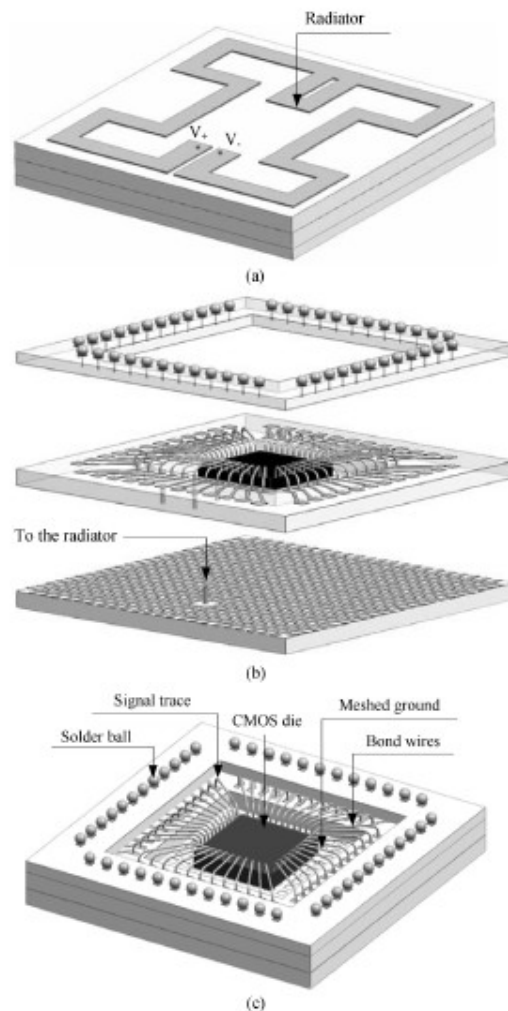


Fig. 156 : Exemple d'antenne intégrée sur le capot LTCC d'un *Transceiver RF* à 5 GHz encapsulé en *Ball Grid Array* d'après [94]. (a) vue de dessus, (b) vue détaillée, (c) vue de dessous (alimentation possible en différentiel ou en *single-ended*). La cavité au dessus du circuit microélectronique (ou en dessous de l'antenne) permet de minimiser le couplage antenne/circuits électroniques. Il est aussi possible de positionner des blindages métalliques dans cette zone pour renforcer cet effet. L'antenne est donc positionnée sur l'autre face de la puce et elle en est séparée par un plan de masse.

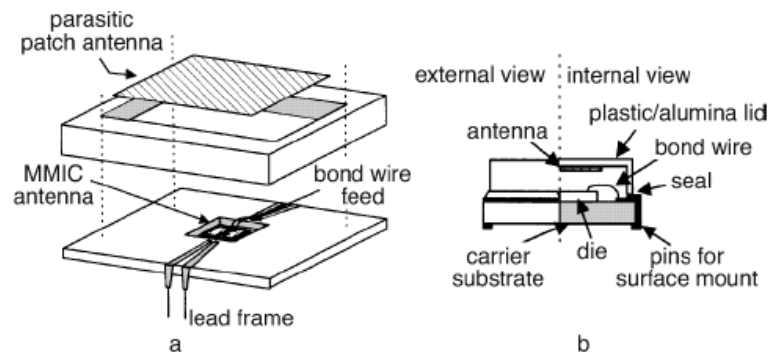


Fig. 157 : Exemple d'antenne *PIFA* intégrée dans un *System-On-Chip* à 5 GHz (b) avec antenne parasite positionnée sur le capot plastique extrudé du module (a) d'après [95]

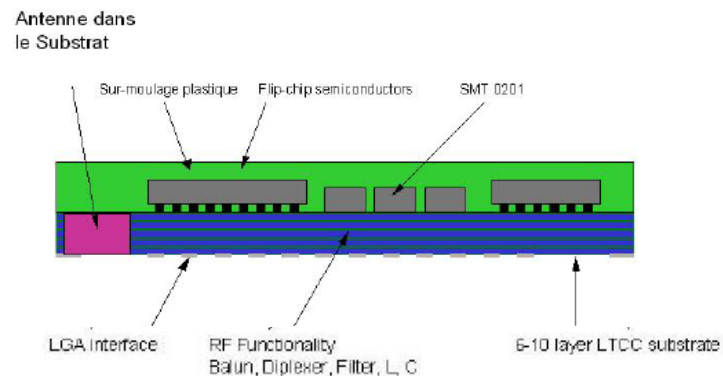


Fig. 158 : Principe d'antenne intégrée dans le substrat *LTCC* d'un *System-in-Package*

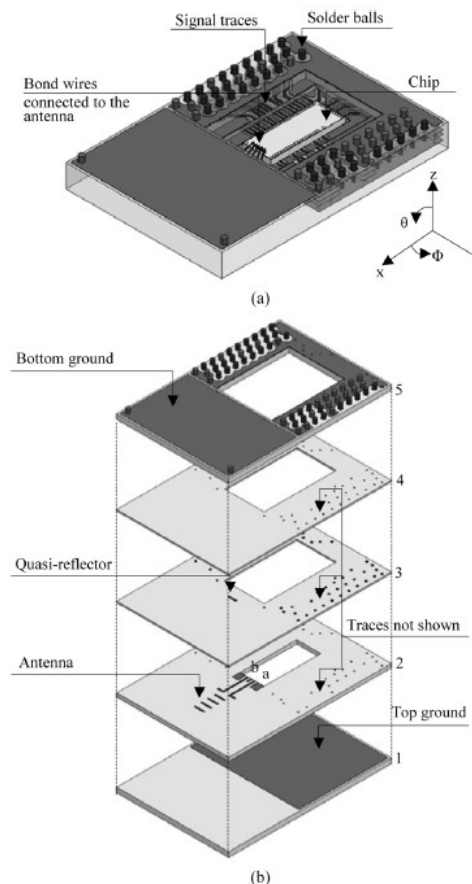


Fig. 159 : Exemple d'antenne intégrée alimentée en différentiel dans un substrat multicouche *LTCC* d'un *Transceiver System-in-Package* 60 GHz d'après [94] (a) vue de dessous, (b) vue explosée

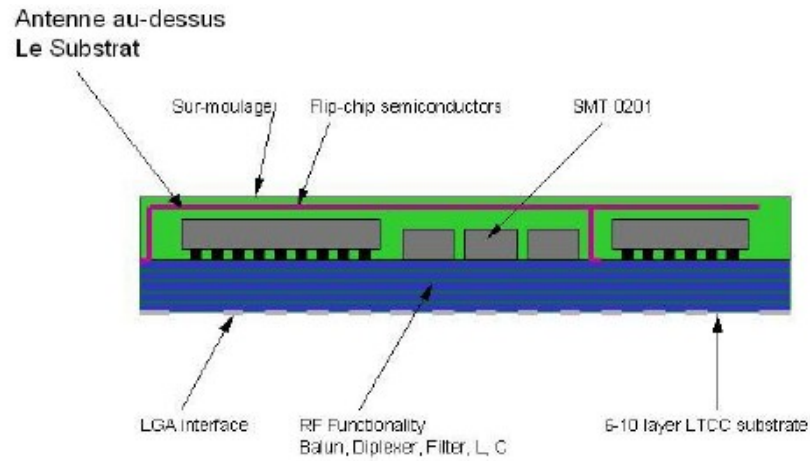


Fig. 160 : Principe d'antenne intégrée dans le capot plastique d'un *System-in-Package*

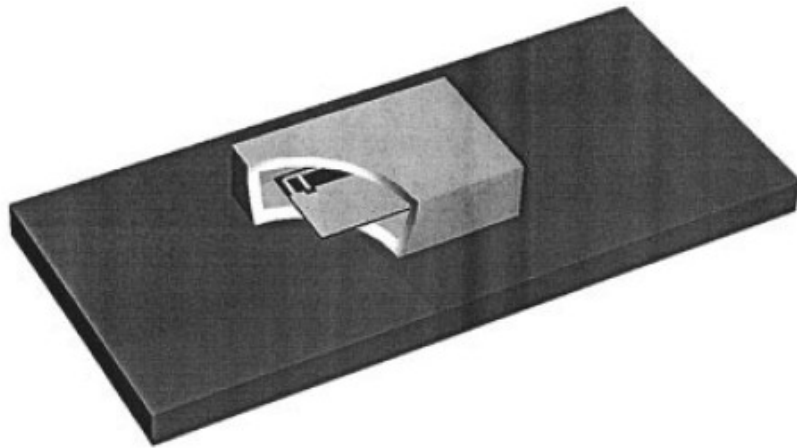


Fig. 161 : Exemple d'antenne *IFA* intégrée dans le capot plastique (permittivité 2,7) d'un module *Bluetooth*. Le capot est extrudé pour entrevoir le détail de l'intégration (d'après [96]).

Une première étude d'antenne intégrée dans un module *Bluetooth* a été réalisée avec le stage de MASTER de Mademoiselle CHEBIHI en collaboration avec la société *InsightSip*. Ces travaux ont consisté à **concevoir une antenne pouvant être insérée dans une encoche de $13,2 \times 3 \text{ mm}^2$** effectuée dans un PCB de téléphone portable (substrat epoxy de permittivité 4,4 et d'épaisseur 0,5 mm). Une des antennes innovantes conçue et réalisée est présentée sur la Figure 162. Elle consiste en une *Inverted-F Antenna (IFA)* spiralée de largeur 1,8 mm. L'originalité a consisté à relier certaines parties de la spirale. Les simulations IE3D et mesures obtenues sont présentées sur la Figure 163. Par rapport à une antenne *IFA* classique, la réduction obtenue en termes de surface est de 80% mais aussi en termes de BP (10%) et d'efficacité (50%). Néanmoins, ces performances sont équivalentes aux meilleures structures publiées tout récemment [99-100]. L'interdépendance entre bande passante, volume et gain (ou efficacité) se retrouve ici sous-jacente à ces résultats. Le test de l'antenne en conditions de fonctionnement réelles étant celui qui permettra de trancher quant à la dégradation autorisée en efficacité.



Fig. 162 : Antenne *IFA* spiralée réalisée dans une encoche d'un PCB (dimensions $13,2 \times 1,8 \text{ mm}^2$)

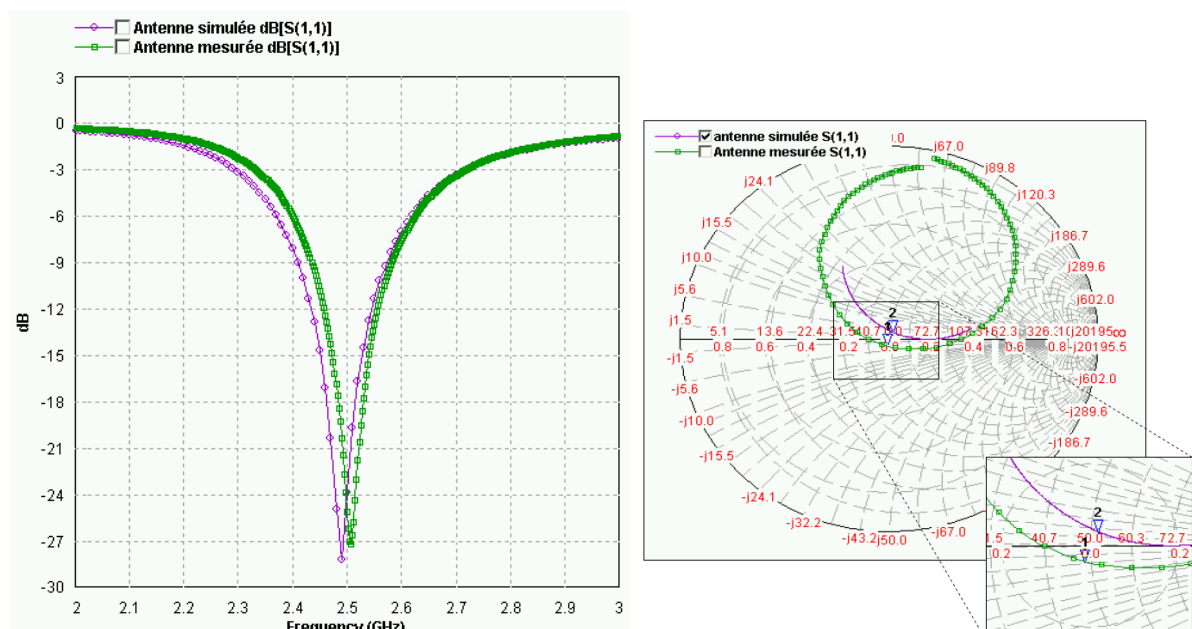


Fig. 163 : Module du S_{11} mesuré et simulé (en dB et sur un abaque de Smith) de l'antenne présentée sur la Fig. 162. BP à -10 dB simulée 143 MHz, mesurée 129 MHz. Efficacité max. 64%.

La thèse CIFRE de **Mickael JEANGEORGES** avec la même société consiste à poursuivre et améliorer ce **travail en associant une antenne et un système RF dans un même module**. Le travail a débuté en 2007 sur des solutions de type **LTCC** de permittivité 7,8 avec 7 couches car la société InsightSip conçoit la plupart de ses modules RF sur ce type de substrat. La taille typique des boîtiers est de 8mm x 8mm x 0,46mm ce qui est nettement plus petit que les boîtiers de sociétés concurrentes [101]. Ainsi, de nouveaux concepts d'antennes avec ajout de résonateurs parasites ont été conçus dans un encombrement très contraignant de 7,6 x 1,85 mm². Les premiers prototypes ont été fabriqués, mesurés et dé-calibrés à l'aide d'un support de test et d'un kit de calibration spécialement conçu (Figures 164 à 166).

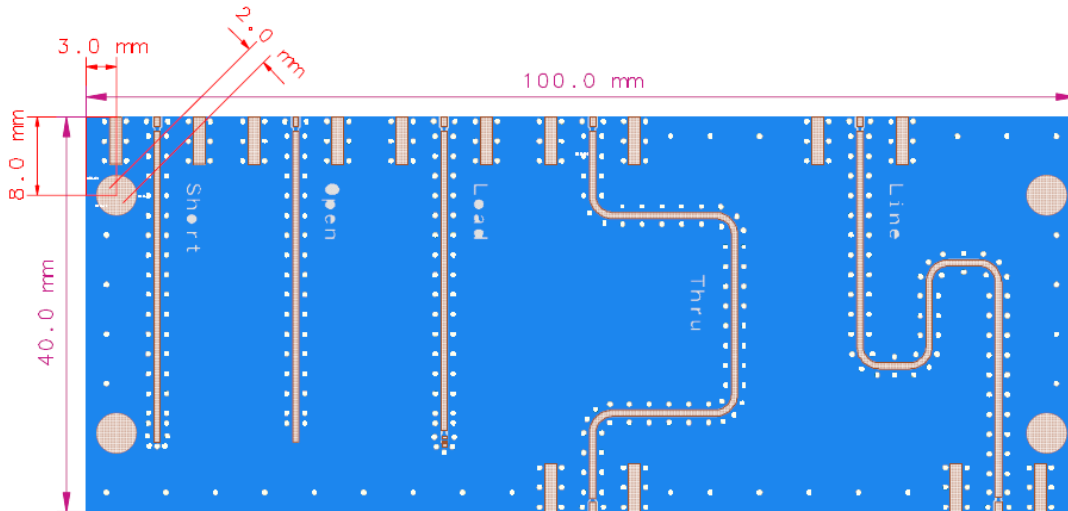


Fig. 164 : Kit de calibration pour le test des antennes dans les modules *LTCC*



Fig. 165 : Photo de la face arrière du module réalisé (à gauche) et de la face avant (à droite)

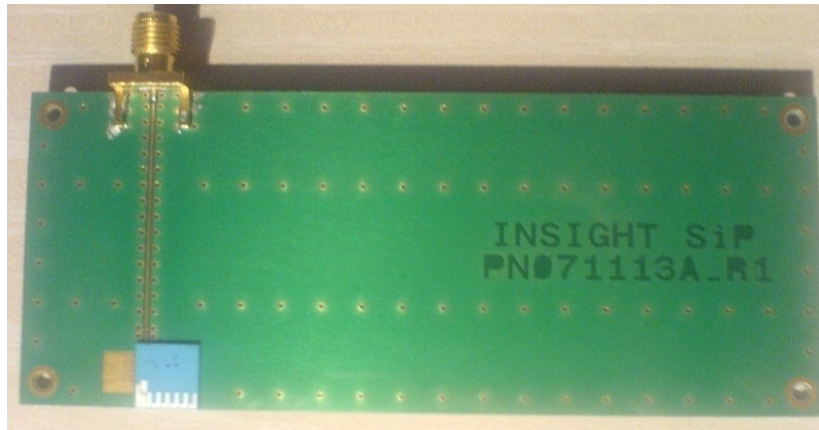


Fig. 166 : Photo d'un module monté sur PCB de test

Les premiers résultats sont intéressants même si le décalage fréquentiel simulation/mesure n'est pas négligeable (7% au maximum et 3% typique). D'autre part, la bande passante mesurée est systématiquement inférieure à celle simulée. Nous pensons qu'il provient à la fois du logiciel 2,5D IE3D qui ne semble pas optimum pour simuler de telles structures qui comprennent de multiples vias mais qu'il est aussi dû à la tolérance de fabrication des gravures métalliques et des épaisseurs de couche de *LTCC* qui est absolument cruciale dans le cas de l'antenne à résonateur parasite. En effet, le parasite est extrêmement fin et donc à fort coefficient de qualité. Nos premiers concepts d'antennes sont facilement "*détunés*" si de faibles erreurs de gravure apparaissent lors du procédé de fabrication. Nous avons entrepris de travailler sur un simulateur 3D tel que HFSS pour obtenir une précision accrue mais il a d'ores et déjà été validé qu'une antenne à double résonance est un choix technologique risqué compte tenu de l'encombrement qui nous est alloué dans ce module *Bluetooth* (Figure 167). Nous avons également redémarré des études sur substrat FR4 : taille du module 8mm x 12mm x 0,2 mm, taille d'antenne 8mm x 0,6 mm x 9,2mm et plan de masse de type clé *USB*, téléphone mobile ou *PC*. **La solution de miniaturisation développée dans ces travaux fera prochainement l'objet d'un dépôt de brevet.**

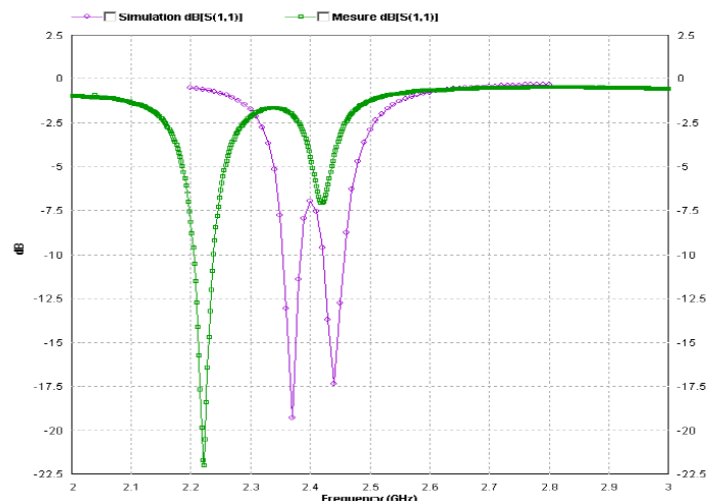


Fig. 167 : Simulation IE3D (Violet) et mesure (Vert) du module du S_{11} de l'antenne de la Figure 166. On note clairement l'effet de *detuning* et la désadaptation d'une des deux résonances.

7. Antennes pour interrogation de capteurs

L'interrogation sans fil de capteurs de toutes sortes est un domaine des télécommunications qui a largement explosé au début du 21^{ème} siècle. Dans la technopole de Sophia-Antipolis, de plus en plus de jeunes *start-up* se concentrent sur ce type d'applications innovantes. **Des antennes miniatures travaillant efficacement avec le capteur** sont absolument nécessaires dans de tels systèmes. Nous sommes régulièrement approchés par ces petites entreprises pour des demandes de prestations d'ingénierie mais aussi quelquefois des travaux de recherche innovants. Nous avons ainsi choisi de signer **deux thèses CIFRE** pour tenter de résoudre des problèmes qui nous paraissaient être plus que de la simple ingénierie, l'une étant dans le domaine **des capteurs à ondes de surface (SAW)**, l'autre étant dans le domaine de la **RFID** (Identification sans contact).

7.1 - Antennes pour capteurs à ondes de surface

Beaucoup de capteurs sont fabriqués avec des matériaux pouvant véhiculer des ondes acoustiques de surfaces (SAW) dont les propriétés, basées sur la piézoélectricité, sont modifiées par des contraintes de pression ou de température. La thèse de **Stéphane TOURETTE** s'inscrit dans le cadre d'une coopération CIFRE avec la société SENSEOR spécialisée dans les composants à ondes de surface mais aussi avec le département LPMO du laboratoire FEMTO-ST CNRS (UMRS 6174). Il s'agit d'étudier l'association "**élément rayonnant/capteur SAW**" pour des systèmes d'interrogation passifs, dédiés à la télémessure dans des environnements difficiles. Parmi ces milieux difficiles à proximité du capteur, nous pouvons distinguer des milieux à contraintes de propagations sévères ou bien encore **des milieux métalliques ou dispersifs (Figure 168)**. Dans ces travaux, les capteurs utilisés sont des capteurs de types pression ou température et les perspectives d'applications sont extrêmement attractives puisque **le dispositif ne nécessite pas de batterie pour son alimentation** lorsqu'ils sont associés à une antenne de petites dimensions pour une interrogation sans fil : l'interrogateur émet un signal pulsé de fréquence f_0 et de durée T , l'énergie reçue par le couple antenne/capteur est stockée dans la cavité, lors de l'arrêt de l'émission, l'onde est réémise et se propage jusqu'à l'interrogateur.

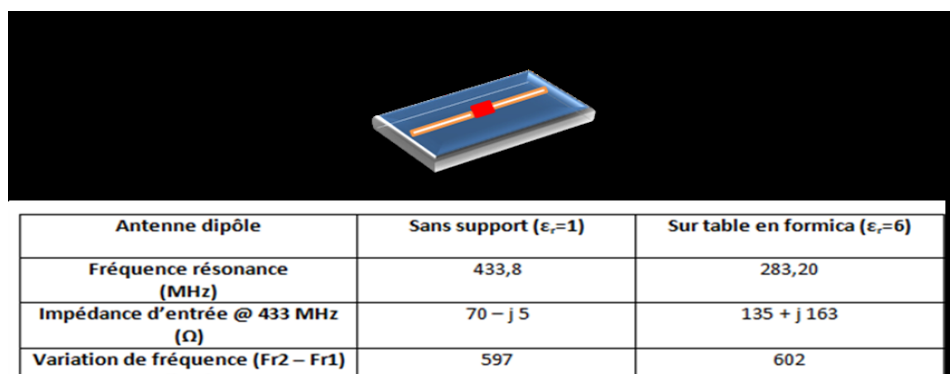


Fig. 168 : Influence de l'environnement proche d'un dipôle

Nous avons ainsi déjà développé des antennes miniaturisées innovantes (Figure 169) puisque **deux dépôts de brevets sont envisagés** (Figure 170). Parmi les projets sur lesquels nous travaillons, une étude consiste à interroger sur de longues distances **un capteur/antenne de température** positionné dans un **disjoncteur à très haute tension**. Une autre collaboration concerne le **positionnement d'un capteur de pression** dans une cavité métallique sur une tête de tunnelier (Figure 171).

Réduction taille antenne dipôle @ 433 MHz

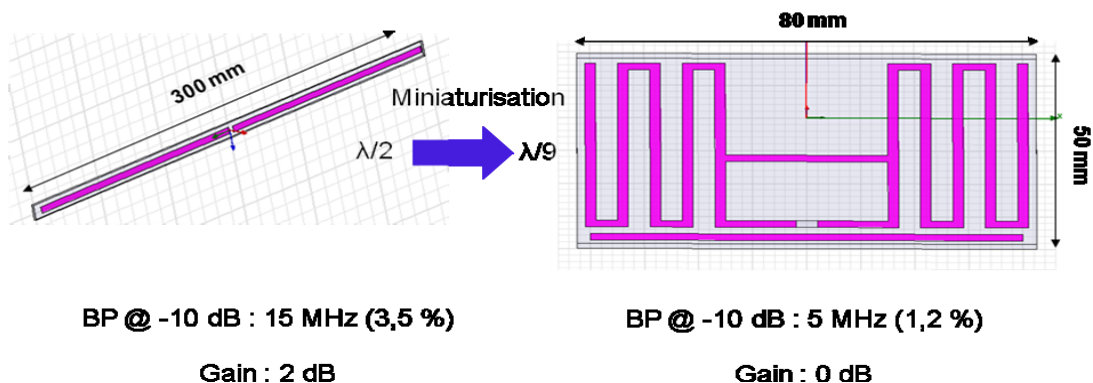
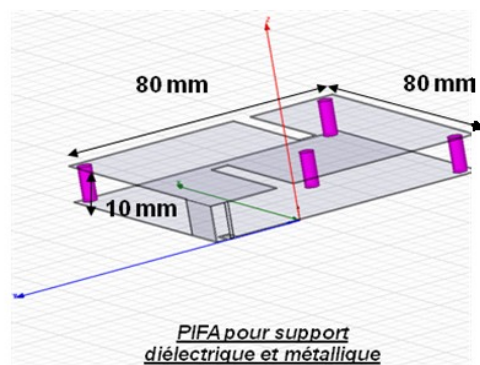


Fig. 169 : Exemple d'antenne miniaturisée développée pour des capteurs à ondes de surface

Antenne indépendante de l'environnement : PIFA (Planar Inverted-F Antenna)

Antenne quart d'onde (175 mm) avec languette et court-circuit



Bande Passante @ -10 dB : 3 MHz

Fig. 170 : Exemple d'antenne développée, indépendante de l'environnement

Antenne confinée dans une cavité métallique

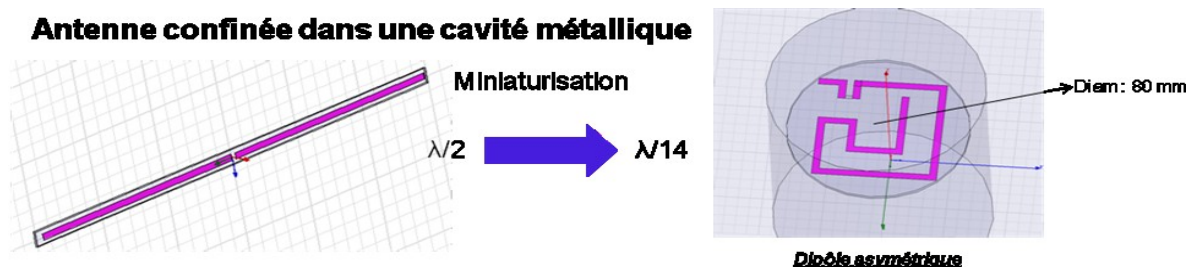


Fig. 171 : Exemple d'antenne développée pour un positionnement dans une cavité métallique

Enfin, le projet CIMPA dans le cadre de l'ANR TECSAN est labélisé par le pôle Solutions Communicantes Sécurisées PACA. Il consiste à implanter un capteur/antenne de pression artérielle à l'intérieur d'une cage thoracique (Figures 172 à 174). Les partenaires de ce projet sont le laboratoire FEMTO-ST et l'institut médical Arnaud-Tzanck réputé en région PACA. Dans le cadre de cette ANR, nous encadrons Mademoiselle **Gwladys COLLIN** qui effectue un séjour post-doctoral de 18 mois dans notre laboratoire. Le bilan de liaison théorique est étudié pour cette application spécifique (Figures 175-177) avec une prise en compte des réflexions aux interfaces et surtout des coefficients de qualité respectifs de l'antenne et du capteur pour optimiser les distances d'interrogation (Figure 178). Les premiers prototypes d'antennes/capteur réalisés pour ce projet sont présentés sur la Figure 179. Les applications des capteurs de pression et de températures interrogeables à distance pourraient très bientôt croître exponentiellement compte tenu du confort qu'ils peuvent apporter au patient et au corps médical. Par exemple, il est très sérieusement envisagé d'implanter des capteurs de pression dans le cristallin pour prévenir des glaucomes et des cécités [102].

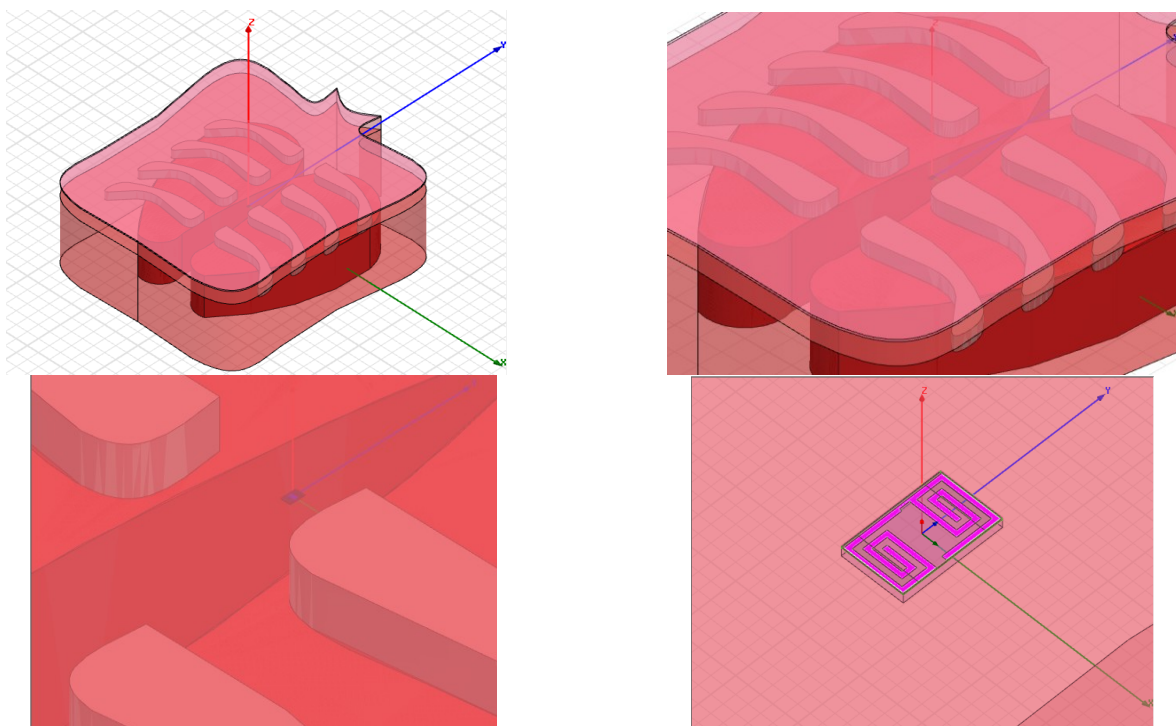


Fig. 172 : Vue 3D d'une des antennes développées pour implantation dans une cage thoracique

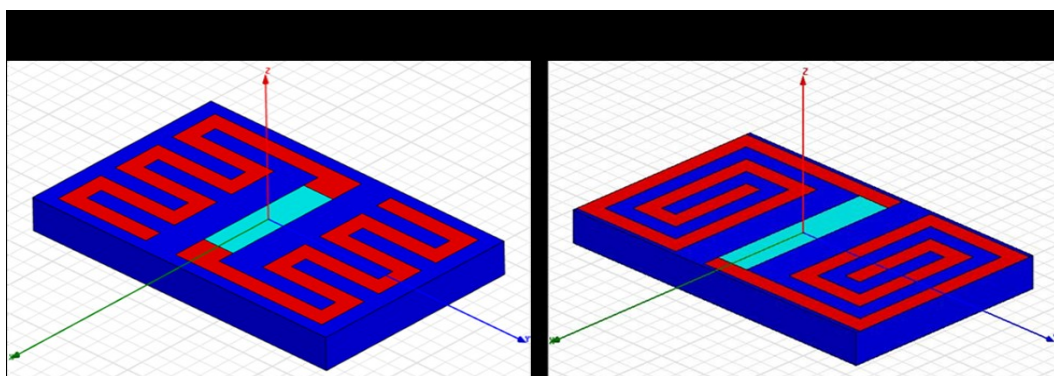


Fig. 173 : Antennes développées pour implantation dans une cage thoracique

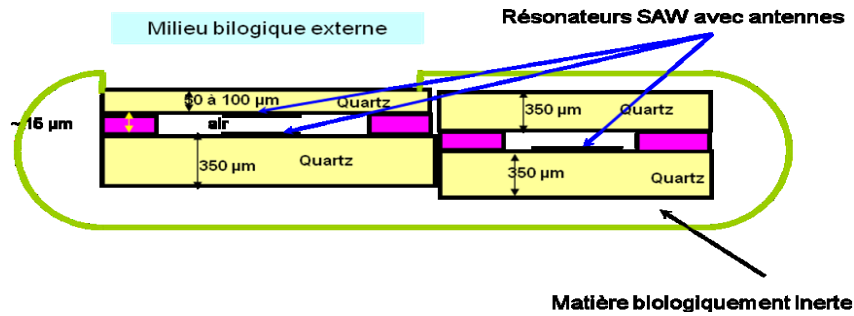
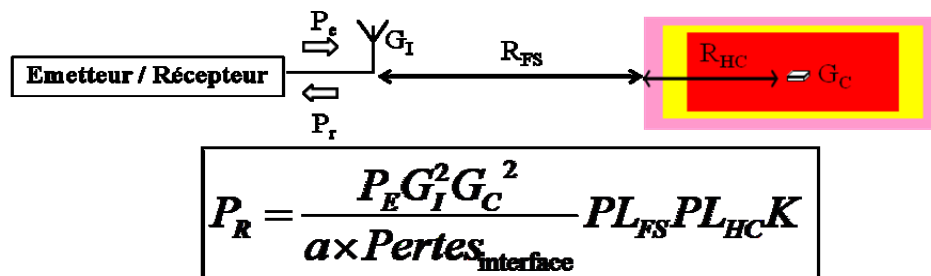


Fig. 174 : Capsule en matériau bio-compatible dans laquelle est intégré l'antenne/capteur



PL_{FS} (Path Loss) : Affaiblissement en espace libre (FS)

PL_{HC} (Path Loss) : Affaiblissement dans corps humain (FS)

$\text{Pertes}_{\text{interface}}$: Pertes liées au passage de l'onde dans des milieux d'indices différents

Fig. 175 : Calcul du bilan de liaison

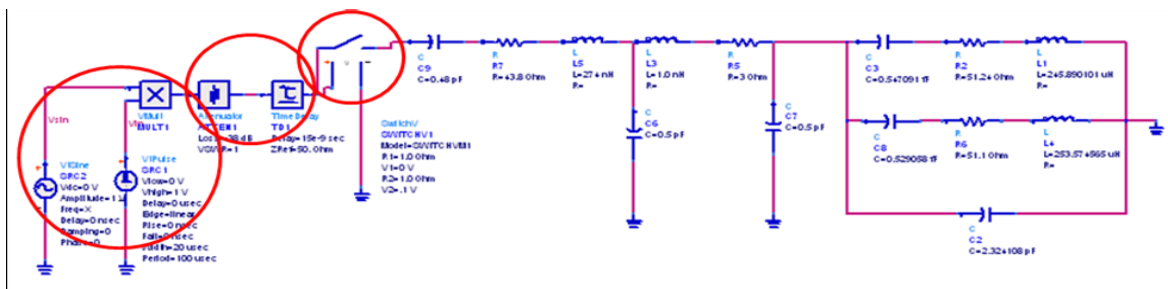


Fig. 176 : Modèle équivalent "circuit" d'un capteur/antenne

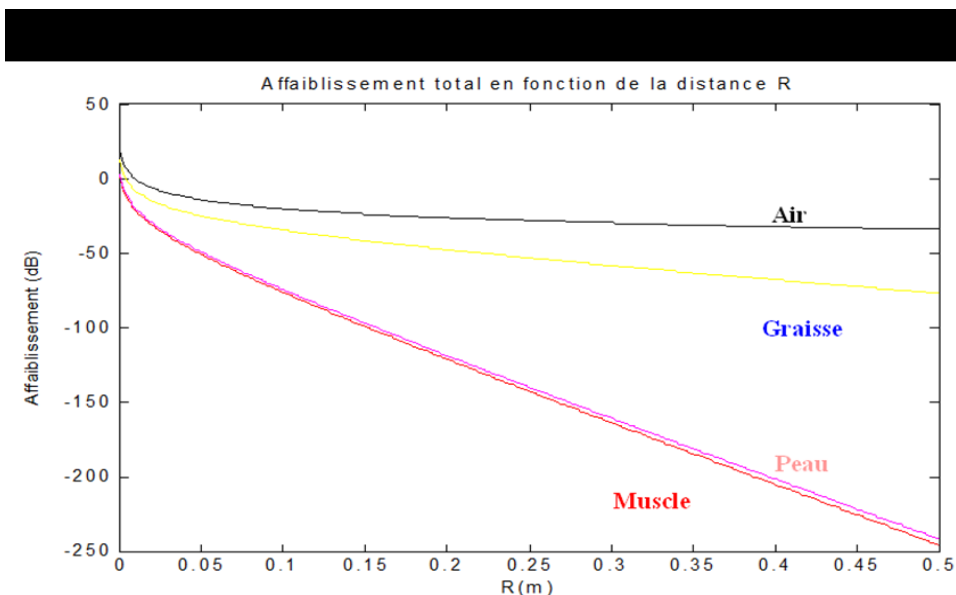


Fig. 177 : Affaiblissement en dB selon le matériau traversé à 2,45 GHz

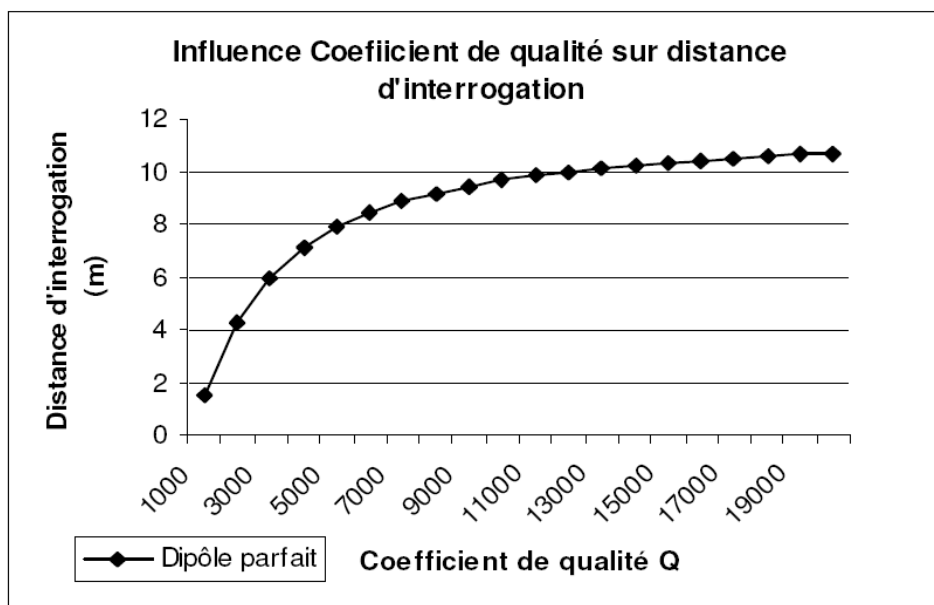


Fig. 178 : Influence du coefficient de qualité Q de l'antenne associée au capteur SAW sur la distance d'interrogation en mètres

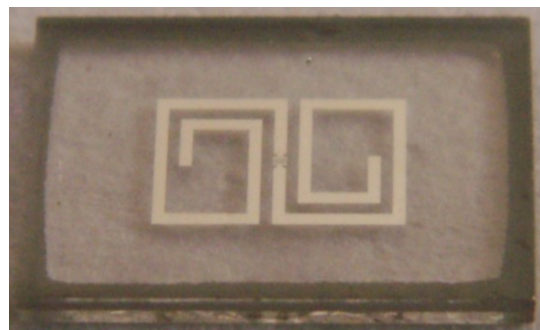
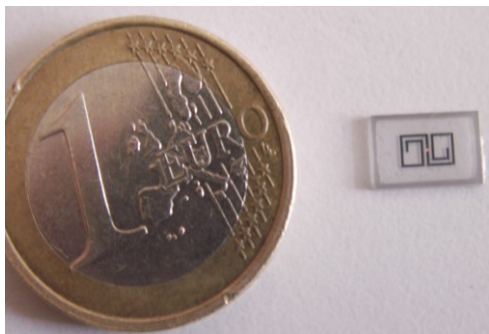


Fig. 179 : Photos des premières réalisations du couple antenne/capteur

7.2 - Antennes pour la RFID

Une thèse CIFRE avec la société ASK sur le domaine porteur de la **RFID pour l'identification de marchandises ou le contrôle d'accès** est en cours au laboratoire avec **Plamen ILIEV**. Il s'agit de lister de manière exhaustive les diverses contraintes antennaires que l'on peut rencontrer, d'évaluer et modéliser l'influence de l'environnement d'une étiquette (*Tag*) sur son fonctionnement (par exemple le support diélectrique d'une bouteille d'eau ou métallique d'une canette en aluminium) et à terme **de dégager des règles de conception d'antennes** en fonction des environnements ciblés. Plus précisément, nous devons déterminer si l'élément rayonnant doit être omnidirectionnel à faible gain ou bien être légèrement directif comme un patch, si la polarisation de l'onde incidente est à prendre en compte ou non dans un environnement multi-trajet, si la désadaptation en fréquence créée par le matériau à proximité du *Tag* peut être compensée grâce à une antenne à large bande passante. La portée d'une étiquette étant essentiellement limitée par le couplage antenne/puce ; il sera également important d'étudier et optimiser cette association. Parmi les standards de fonctionnement, nous pouvons distinguer ceux qui impliquent un fonctionnement en champ proche et donc de type "couplage magnétique" à **13,56 MHz** de ceux qui impliquent un fonctionnement en champ lointain de type "propagation électromagnétique" dans les bandes **433 MHz, 860-960 MHz et 2,45 GHz**. **Nous étudions également dans cette thèse, les propriétés et effets des encres conductrices qui peuvent être utilisées en tant que parties rayonnantes**. Les étiquettes étant très souvent réalisées sur du papier, les encres sont très attractives en termes de coût et de production en masse.

Dans un premier temps, nous avons réussi à dégager des **règles de repliements des brins d'un dipôle** qui permettent à souhait de modifier simplement l'impédance d'entrée présentée par l'antenne (Fig. 180 et 181). En établissant un bilan de liaison dépendant du couple antenne/puce, les paramètres essentiels au fonctionnement d'un système *RFID* ont été identifiés et notamment l'influence de l'adaptation du couple antenne/puce. Avec un produit commercial, M. ILIEV a ainsi pu effectuer différents tests nécessaires à la caractérisation complète d'une étiquette *RFID* : niveau d'activation en fonction de la fréquence, distance de fonctionnement (capacité de rétro-modulation), mesure d'impédance de puce et d'antenne (Fig. 182). Ces expérimentations ont pu mettre en valeur la validité du bilan de liaison et des paramètres associés.

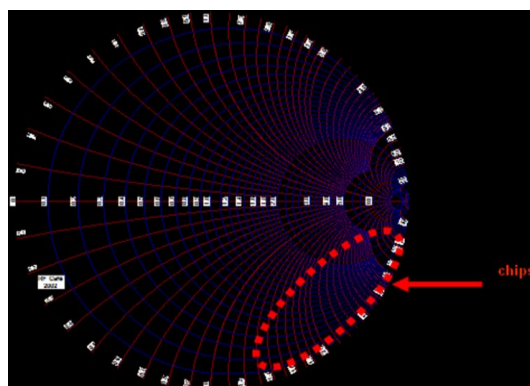


Fig. 180 : Zone d'impédance généralement présentée par une puce *RFID*.
Partie réelle de 10 à 50 Ohm et partie imaginaire capacitive de 100 à 500 Ohm

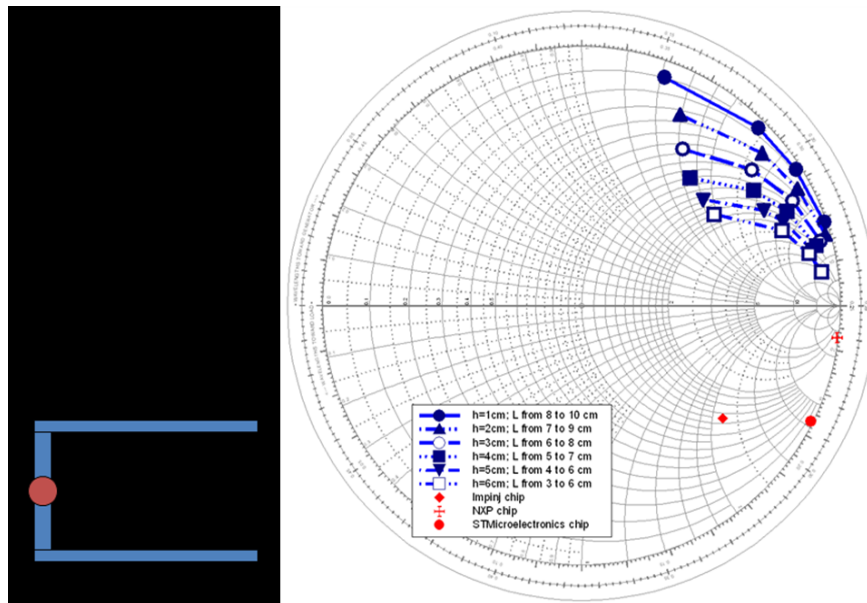


Fig. 181 : Impédances obtenues à partir de repliements effectués sur les brins d'une Antenne *ILA*

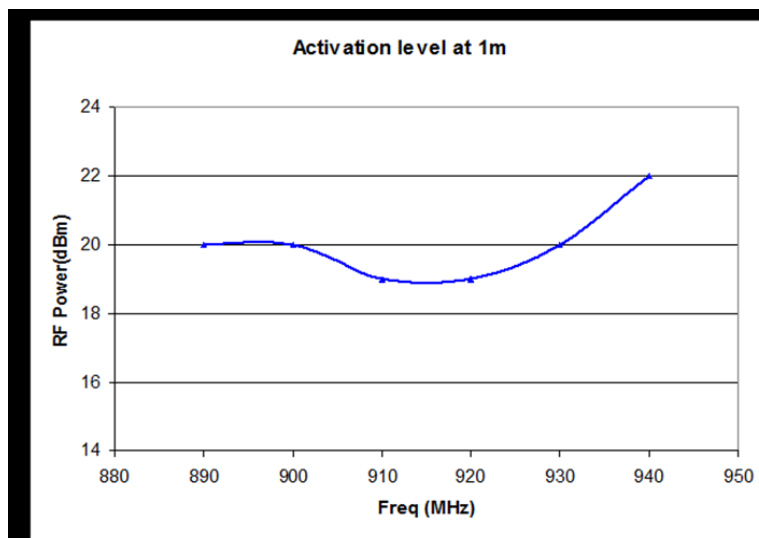


Fig. 182 : Activation d'un *Tag RFID* obtenue à 1 mètre pour un niveau de puissance RF donné en fonction de la fréquence

Dans un deuxième temps, l'accent a ainsi été mis sur **la conception d'antennes multi-bandes** pouvant convenir à des étiquettes à la fois utilisables en Europe, au Japon et aux Etats-Unis en bande UHF. Nous avons ainsi conçu **des antennes qui pourraient simultanément fonctionner dans cette bande UHF (propagation) et en bande HF 13,56 MHz (champ proche)** (Fig. 183, version Europe 866-869 MHz, Fig. 184, version US 902-928 MHz). Dans ces deux prototypes, l'antenne UHF est encadrée par la boucle magnétique qui sert à fonctionner en HF, cette dernière devant être électromagnétiquement "transparente" aux fréquences UHF.

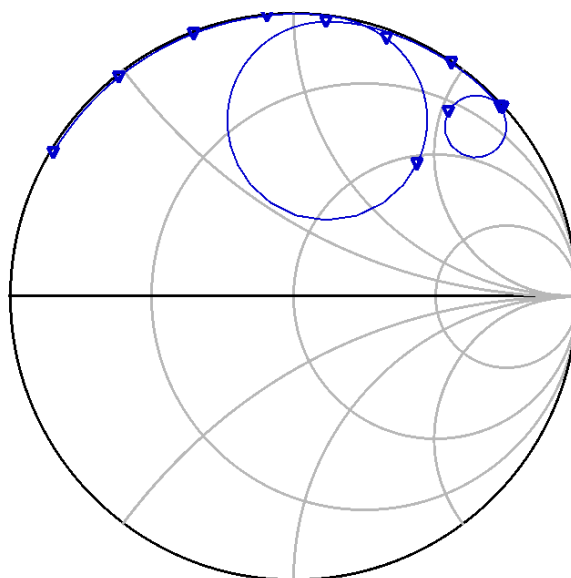


Fig. 183 : Impédance complexe de 800 MHz à 1 GHz de l'antenne conçue pour fonctionner à 13,56 MHz et dans la bande Europe 866-869 MHz (l'impédance à 13,56 MHz n'est pas présentée ici)

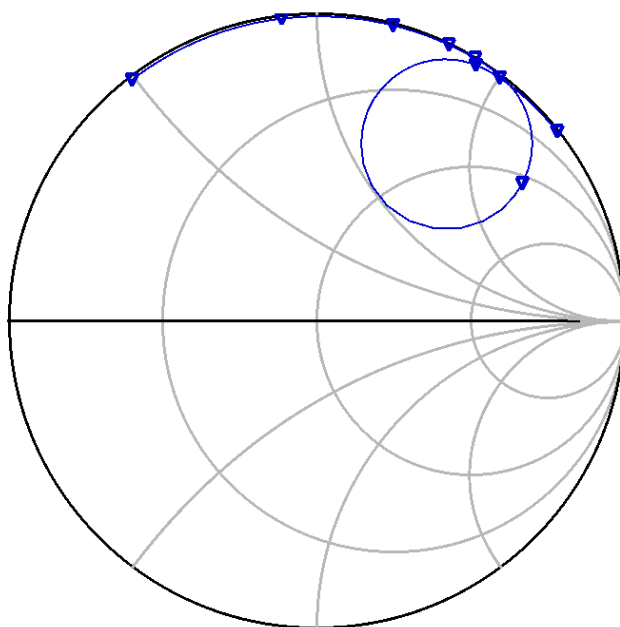


Fig. 184 : Impédance complexe de 800 MHz à 1 GHz de l'antenne conçue pour fonctionner à 13,56 MHz et dans la bande US 902-928 MHz (l'impédance à 13,56 MHz n'est pas présentée ici)

Ces activités de recherche pourraient à terme fusionner avec l'activité "Antennes intégrées". Les premiers prototypes d'antennes miniatures (1 mm x 0.5 mm) intégrées sur Silicium (ou sur le capot de la puce) viennent récemment d'être conçus pour des applications à 2,45 GHz par d'autres équipes de recherche (Figure 185). Cependant les distances d'interrogation obtenues sont très faibles (environ 1 mm) ce qui n'est pas forcément un désavantage pour des applications où la sécurité et le quasi-contact entre le badge et le lecteur sont requises.

Une autre réalisation est présentée sur la Figure 186 pour une surface totale de 0,5 mm² et une distance d'interrogation inférieure au 1mm [104]. Il est à noter que l'antenne en cuivre d'épaisseur 3 microns n'est pas vraiment intégrée sur le substrat silicium mais sur un substrat Silicium-Verre d'épaisseur 15 microns obtenu après *post-process*. Elle est ainsi reliée à la puce par des *vias*. Cependant, si les réductions de dimensions obtenues sont réellement impressionnantes, les distances d'interrogation très faibles qui en découlent sont probablement dues à un couplage magnétique plus qu'une propagation RF. Dans ces conditions, il est encore difficile de parler d'antenne.

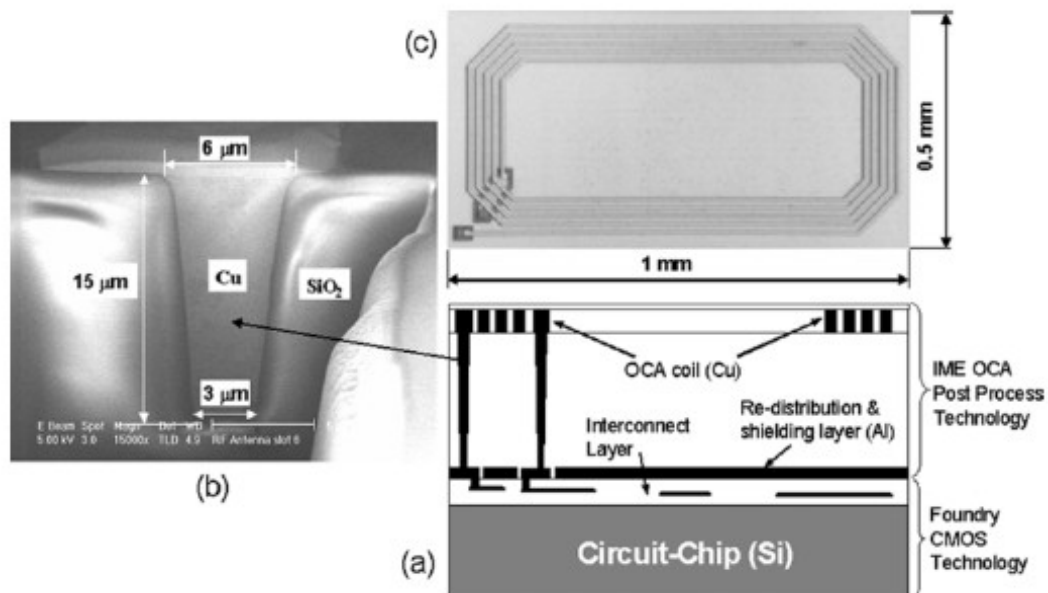


Fig. 185 : Structure d'une antenne *On-Chip* d'après [103] (a) Vue schématique d'une section transversale de l'antenne avec la puce (b) Photo en coupe d'un *deep-via* (c) Vue supérieure de l'antenne-boucle

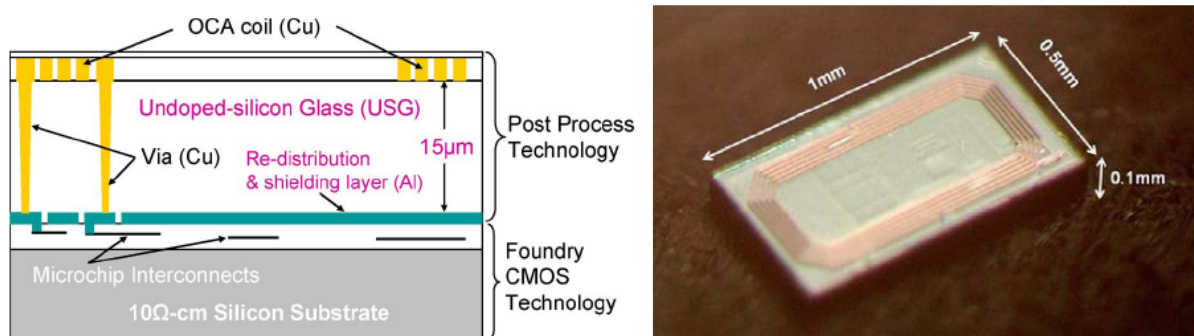


Fig. 186 : Vue schématique d'une section transversale de l'antenne avec la puce (à gauche) et photo de l'antenne-boucle (à droite) d'après [104]

8. Conclusion et perspectives

Au cours de ces dix dernières années, j'ai pu **contribuer au développement et au rayonnement de deux thématiques du LEAT** : les antennes miniatures et les antennes actives intégrées et la microélectronique RF. A l'aide d'excellents doctorants, de nombreux objectifs ont été atteints tels que la reconnaissance du laboratoire au niveau national et international par le biais de distinctions scientifiques mais aussi avec la concrétisation et le renforcement de nombreuses collaborations universitaires et industrielles. Néanmoins, s'il est vrai que l'équipe antennes miniatures est clairement à maturité aujourd'hui, la microélectronique RF est en devenir au LEAT et nous avons beaucoup de chemin à parcourir pour nous hisser à la pointe de la recherche mondiale ou même Européenne. Ayant pu bénéficier de l'environnement de deux équipes de recherche, je pense avoir **une place privilégiée pour appréhender les défis et les enjeux à court et long terme auxquels le laboratoire devra faire face** mais également **les verrous technologiques** que nous devons faire sauter dans ce type de recherche dans les années à venir.

L'intérêt actuel que porte la société pour les petits objets nomades communicants et la dynamique de création qui existe dans les secteurs industriels concernés fait que des solutions antennaires innovantes sont de plus en plus recherchées. Il est évident que **la miniaturisation poussée des éléments rayonnants tout en limitant la dégradation de leurs performances globales est un axe de développement incontournable** sur lequel le laboratoire devra se concentrer. Personne, à ce jour, n'a réussi à concevoir et fabriquer une antenne qui dépasse les limites de miniaturisations/bande passante/efficacité énoncées par Chu en 1948 [105-106] alors que la nature y parvient [107]. Il suffit en effet de considérer qu'un électron pris comme une "antenne naturelle" est capable de rayonner un photon lors de son excitation et que la dimension de cet "électron-antenne" ramenée à la longueur d'onde du rayonnement émis est alors de $\lambda/5000$!!!

De nombreux chercheurs ont entrepris de concevoir de nouvelles solutions technologiques basées sur l'utilisation de nouveaux matériaux dits méta-matériaux mais si la miniaturisation est au rendez-vous, la bande passante et l'efficacité obtenues sont trop dégradées pour pouvoir espérer approcher les limites théoriques énoncées par Chu. Pour le moment, ces solutions quoique théoriquement très attractives s'accompagnent systématiquement de pertes significatives liées à la solution technique choisie et il me semble que rien ne pourra être amélioré sans une réelle **rupture technologique ou une compréhension fine des phénomènes mis en jeu dans les métamatériaux** [108]. Participer modestement à un tel challenge scientifique me paraît particulièrement excitant. Parmi les solutions qui semblent être les plus prometteuses, l'adaptation d'une antenne par un circuit de type NIC (*Negative Impedance Converter*) devrait permettre à celle-ci de travailler efficacement à une fréquence qui est beaucoup plus basse que sa fréquence propre de résonance (*Non-Foster Matching Networks*) [109-111]. En conséquence, une telle antenne sera naturellement de taille physique très réduite compte tenu de sa fréquence d'utilisation. Il est évident ici que l'apport de la microélectronique pour parvenir à une solution "tout-intégrée" permettrait d'augmenter encore plus les performances d'une telle antenne notamment en termes de miniaturisation [112].

La multiplication des standards de communication et de localisation dans un petit objet communicant et le fait que les utilisateurs ont sans cesse le souhait de se connecter quel que soit leur position font que **les systèmes multi-antennaires reconfigurables** constituent une autre évolution logique de nos travaux de recherche. L'équipe a déjà commencé à travailler sur une solution de réseaux phasés d'antennes pour un téléphone portable UMTS. Il s'agit de tirer partie de la solution de neutralisation pour augmenter l'isolation entre les PIFAs et ainsi modifier plus facilement les caractéristiques du diagramme de rayonnement d'un téléphone portable en termes de polarisation et direction de pointage ce qui n'a jamais été fait auparavant à notre connaissance. Des implications particulièrement importantes sur la réduction du DAS (Débit d'Absorption Spécifique) pourraient voir le jour à l'aide de ces travaux si nous arrivons à "former" le champ lointain dans la direction désirée. SAGEM et l'IMST sont d'ailleurs partenaires de ce projet.

Notre "retour sur expérience" sur nos premières réalisations "tout intégrées" nous a conforté dans l'idée d'abandonner le procédé MEMSCAP dédié aux MEMS et de nous concentrer sur le procédé développé par **le LAAS à Toulouse**. Nous avons aussi renforcé notre **collaboration avec l'université d'Helsinki** et le centre VTT qui possèdent de solides compétences dans la conception, la fabrication et le test de tels circuits et systèmes fonctionnant aux fréquences millimétriques. Cette nouvelle collaboration débutera avec le **projet Finlandais BRAWE au dernier trimestre 2008**. Ce projet est particulièrement attractif puisque nous aurons comme partenaire l'équipe microélectronique RF de TKK Helsinki. Cela nous permettra de progresser dans le domaine des *front-end RF* qui est une orientation naturelle que souhaite prendre l'équipe microélectronique RF du LEAT. Dans nos ambitions de parvenir à concevoir des prototypes "tout intégré", il faudra aussi élargir nos réflexions sur **les architectures Software Design Radio** ou la radio peut se reconfigurer d'elle-même à l'aide de blocs circuits intelligents [113].

La **co-conception** d'antennes et de circuits intégrés est bien évidemment une étape incontournable pour mettre en œuvre ces objectifs notamment dans les domaines de la RFID et des antennes pour capteurs. En effet, il est particulièrement intéressant de travailler sur des blocs circuits non 50 Ohm pour s'affranchir de cette dépendance qui peut quelquefois limiter les performances d'un système. Le *co-design* d'un amplificateur et d'une antenne a récemment montré que l'on pouvait augmenter les performances de façon impressionnante [64], la difficulté apparaissant dans le test de blocs circuits non 50 Ohm.

Nous n'abandonnerons pas nos recherches sur **les concepts d'antennes intégrées dans le capot** des circuits microélectroniques. Cette technologie pourrait constituer plus qu'une alternative *low cost* à court terme et se positionner en tant que "chainon manquant" indispensable pour certaines applications.

La caractérisation et la validation de concepts antennaires originaux est aussi un aspect extrêmement important qu'il convient de mettre en perspective dans l'optique d'une évolution de mes travaux de recherche. Même si nous avons développé un banc de mesure en champ proche, un dispositif *Wheeler Cap* et un banc de mesure de rayonnement en bande millimétrique d'antennes alimentées sous pointes, nous avons également eu besoin de travailler avec des laboratoires européens réputés pour caractériser nos systèmes antennaires. Je pense qu'il est nécessaire de poursuivre le développement de nos partenariats avec les leaders européens ou mondiaux de la caractérisation mais il est tout aussi important de développer nos propres solutions pour gagner en autonomie.

De plus, les constructeurs sont particulièrement intéressés par des alternatives de caractérisation rapide. Par exemple, Sony-Ericsson est d'ores et déjà demandeur pour l'amélioration de notre banc *Wheeler Cap* et la possibilité d'y introduire des objets à pertes comme la main de l'utilisateur. Nous pensons également développer un banc de caractérisation MIMO rapide à l'aide d'un analyseur de réseaux et de tiroirs de commutation à *switchs* [114]. Dans le cadre des partenariats, j'ai récemment noué des relations avec l'institut EURECOM à Sophia-Antipolis pour pouvoir mesurer in-situ nos prototypes sur un réseau téléphonique réel. L'institut EURECOM possède en effet le gros avantage d'avoir des relations privilégiées avec des opérateurs de téléphonie mobile et ainsi de bénéficier de possibilités de mesures sur un réseau réel déjà déployé. Dans un autre registre de partenariat, suite à la visite du Prof. Claes Beckman de l'Université de Gävle en Suède, centre d'excellence de mesure et test de Sony-Ericsson, nous allons travailler sur un projet qui consiste à intégrer pour la première fois de la diversité avec la technique de neutralisation dans un téléphone portable commercial. L'objectif étant ici de concevoir le premier téléphone portable incluant la technique du "*Cyclic Delay Diversity*" et de le caractériser.

Pour conclure, je pense que la mise en œuvre de toutes ces perspectives passe par une synergie plus poussée des différentes activités qui s'organisent autour des thématiques "Antennes miniatures" et "Antennes actives intégrées et Microélectronique RF", l'objectif étant de parvenir à constituer un ensemble cohérent et évolutif alimenté par une dynamique de projets.

9. Bibliographie

- [1] C. LUXEY, J.-M. LAHEURTE, "Simple design of dual-beam leaky-wave antennas in microstrips", IEE Proceedings, Microwaves Antennas and Propagation (Part.H), vol. 144, n. 6, pp.397-402, Dec. 1997.
- [2] C. LUXEY, J.-M. LAHEURTE, "Dual-beam array of microstrip leaky-wave antennas", Electronics Letters, vol. 34, n. 11, pp. 1041-1042, May 1998.
- [3] C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, J.-M. LAHEURTE, "X-Band Antenna-Mixers based on striped patch antennas excited by folded-slots", Microwave & Optical Tech. Letters, vol. 20, n. 5, pp. 333-336, 5th March 1999.
- [4] C. LUXEY, J.-M. LAHEURTE, "A retrodirective transponder with polarization duplexing dedicated short range communications", IEEE Trans. Microwave Th. & Tech., vol. 47, n. 9, Part.2, p.1910-1915, Sept. 1999.
- [5] C. LUXEY, L. DUSSOPT, J.-L. LE SONN, J.-M. LAHEURTE, "Dual-frequency operation of a CPW-fed antenna controlled by pin diodes", Electronics Letters, vol. 36, n. 1, pp. 2-3, 6th January 2000.
- [6] C. LUXEY, J.-M. LAHEURTE, "Effect of a reactive loading in microstrip leaky wave antennas", Electronics Letters, vol. 36, n.15, pp.1259-1260, 20th July, 2000.
- [7] J.-M.CARRERE, R.STARAJ, G.KOSSIAVAS, H.LEGAY, G.CAILLE, C.LUXEY, J.BARO, "Conception d'une Antenne Bibande-Larges Bandes pour la Téléphonie Mobile", Annales des Télécommunications, 57.11-12, pp. 1019-1035, 2002.
- [8] C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, A. PAPIERNIK, "Antennes imprimées. Techniques et domaines d'applications", Fascicule E3311. Editions des Techniques de l'Ingénieur, Série Electronique, 2007.
- [9] P. CIAIS, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, C. LUXEY, "Design of an Internal Quad-Band Antenna for Mobile Phones", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 14, n. 4, pp. 148-150, April 2004.
- [10] P. CIAIS, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, C. LUXEY, "Compact Internal Multiband Antenna for Mobile Phone and WLAN Standards", Electronics Letters, vol. 40, n. 15, pp. 920-921, 22th July 2004.
- [11] P. CIAIS, C. LUXEY, A. DIALLO, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Pentaband internal antenna for handset communication devices", Microwave & Optical Technology Lett., vol. 48, n.8, pp.1509-1512, August 2006.

- [12] P-S. KILDAL, K. ROSENGREN, "Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling, radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: simulations and measurements in a reverberation chamber", IEEE Communications Magazine, vol. 42, n. 12, pp. 104-112, December 2004.
- [13] T. SALIM, P.S. HALL, "Efficiency Measurement of Antennas for on-body Communications", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, n. 11, pp. 2256-2259, November 2006.
- [14] M. V. VU THANH, A. DIALLO, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, "Optimization of the size and the shape of a wheeler cap for mobile phone antenna efficiency measurements", Proc. European Conf. Antennas & Propagation (EuCAP 2007), 11-16 Nov. 2007, Edinburgh, UK.
- [15] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Study and Reduction of the Mutual Coupling between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands", IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Part.1, vol. 54, n. 11, pp. 3063-3074, November 2006 (**Wheeler Prize 2007**).
- [16] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Enhanced two-antenna structures for UMTS diversity terminals", IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 2, n. 1, pp. 93-101, Feb. 2008.
- [17] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "An efficient two-port antenna-system for GSM/DCS/UMTS multi-mode mobile phones", Electronics Lett., vol. 43, n. 7, pp. 369-370, 29th March 2007.
- [18] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL, "Reverberation chamber evaluation of multi-antenna handsets having low mutual coupling and high efficiencies", Proc. 1st European Conf. on Antennas & Propagation (EuCAP2006), 6-10 November 2006, Nice, France. ISBN 92-9092-937-5, ISSN 1609-042X. Session 4A4, p. 98.
- [19] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Enhanced Diversity Antennas for UMTS Handsets", Proc. 1st European Conf. on Antennas & Propagation (EuCAP2006), 6-10 November 2006, Nice, France. ISBN 92-9092-937-5, ISSN 1609-042X. Session 4A4, p. 98.
- [20] A. DIALLO, C. LUXEY, P. LETHUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, FRANZEN, KILDAL, "Evaluation of the performances of several four-antenna systems in a reverberation chamber", Proc Int. Workshop on Antenna Tech. 2007 (IWAT07), 21st-23rd March 2007, Cambridge, U.K.
- [21] A. DIALLO, C. LUXEY, P. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL, "MIMO performance of enhanced UMTS four-antenna structures for mobile phones in the presence of the user's head", Proc. IEEE Antennas & Propagation Soc. Int. Symp. (APS 2007), Honolulu, HI, USA, 10-17 June, 2007.

- [22] S. BLANCH, J. ROMEU, I. CORBELLÀ, "Exact Representation of Antenna System Diversity Performance from Input Parameter Description", *Electronics Letters*, Vol. 39, n. 9, pp. 705-707, 1st May 2003.
- [23] I. SALONEN, P. VAINIKAINEN, "Estimation of Signal Correlation in Antenna Arrays", *Proceedings of the JINA, Nice, France*, Vol. 2, pp. 383-386, November 2002.
- [24] A. DIALLO, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL, "Diversity characterization of optimized two-antenna systems for UMTS handsets", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, Article ID 37574, 9 pages, doi:10.1155/2007/37574, <http://www.hindawi.com/GetArticle.aspx?doi=10.1155/2007/37574>
- [25] A. CHEBIHI, D. NYBERG, A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, "User's head and hand influence on the diversity performance of neutralized two-antenna systems for UMTS handsets", *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS 2008)*, San Diego, July 5-11; 2008.
- [26] P. SUVIKUNNAS, J. VILLANEN, K. SULONEN, C. ICHELN, J. OLLIKAINEN, P. VAINIKAINEN, "Evaluation of the performance of multiantenna terminals using a new approach", *IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement*, vol. 55, n. 5, pp. 1804-1813, October 2006.
- [27] A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, P. SUVIKUNNAS, M. MUSTONEN, P. VAINIKAINEN, "Channel Capacity Evaluation of UMTS Multi-Antenna Systems in Indoor and Outdoor Environments", *Proc. European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, 11-16 November 2007, Edinburgh, UK. **Best paper award (Best European Collaboration).**
- [28] A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Diversity performance of multi-antenna systems for UMTS cellular phones in different propagation environments", *International Journal on Antennas and Propagation (IJAP)*, vol. 2008, Article ID 836050, 10 pages, 2008. doi:10.1155/2008/836050 <http://www.hindawi.com/GetArticle.aspx?doi=10.1155/2008/836050>
- [29] A. DIALLO, C. LUXEY, "Estimation of the diversity performance of several two-antenna systems in different propagation environments", *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS 2007)*, Honolulu, HI, USA, 10-17 June 2007. Présentation poster A. Diallo.
- [30] A. CHEBIHI, A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, "Optimization of the neutralization technique to enhance the diversity performance of a two antenna system for UMTS mobile phones", *Proc. International Workshop on Antenna Technology 2008 (IWAT08)*, 4-6th March 2008, Chiba, Japan.

- [31] G. SHAKER, G. RAFI, S. SAFAVI-NAEINI, N. SANGARY, "A synthesis technique for reducing mutual coupling between closely separated patch antennas", Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS 2008), San Diego, July 5-11th 2008.
- [32] J-F. ZURCHER, "A near-field measurement method applied to planar structures", Microwave Engineering Europe, pp. 43-51, July 1992.
- [33] S. RANVIER, C. LUXEY, R. STARAJ, P. VAINIKAINEN, C. ICHELN, "Mutual coupling reduction for patch antenna array", Proc. 1st European Conf. on Antennas & Propag. (EuCAP2006), 6-10 Nov. 2006, Nice, France. ISBN 92-9092-937-5, ISSN 1609-042X. Session 1PA1, p. 180.
- [34] S. RANVIER, C. LUXEY, P. SUVIKUNNAS, R. STARAJ, P. VAINIKAINEN, "Capacity Enhancement by Increasing Both Mutual Coupling and Efficiency: a Novel Approach", Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS 2007), Honolulu, HI, USA, 10-17 June 2007.
- [35] T. SVANTESSON, A. RANHEIM, "Mutual coupling effects on the capacity of multielement antenna systems", Proc. IEEE CASSP'2001, vol. 4, pp. 2485–2488, May 7–11th 2001, Salt Lake City, UT, USA.
- [36] S. DOSSCHE, J. RODRIGUEZ, L. JOFRE, S. BLANCH, J. ROMEU, "Decoupling of a two-element switched dual band patch antenna for optimum MIMO capacity", Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS 2006), Albuquerque, USA, pp. 325-328, 9-14th July 2006.
- [37] J. RAHOLA, J. OLLIKAINEN, "Analysis of Isolation of Two-port Antenna Systems using simultaneous Matching", 2nd European Conference on Antennas & Propagation, 11-16th Nov. 2007, Edinburgh.
- [38] J. BYUN J-H. JO, B. LEE, "Compact dual-band diversity antenna for mobile handset applications", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 50, n. 10, pp. 2600-2604, October 2008.
- [39] K. CHUNG, J.H. YOON, "Integrated MIMO antenna with high isolation characteristic", Electronics Letters, vol. 43, n. 4, pp. 199-201, 15th February 2007.
- [40] Y. KIM, H. MORISHITA, "Study on the Reduction of the Mutual Coupling Between Two L-Shaped Folded Monopole Antennas for Handset", Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS 2008), San Diego, 5-11th July 2008.
- [41] C-Y. LUI, Y-S. WANG, S-J. CHUNG, "Two Nearby Dual-band Antennas with High Port Isolation", Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS 2008), San Diego, 5-11th July 2008.

- [42] A. NILSSON, P. BODLUND, A. STJERNJMAN, M. JOHANSSON, A. DERNERYD, "Compensation Network for Optimizing Antenna System for MIMO Application", Proceedings of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007), 11-16th Nov. 2007, Edinburgh, UK.
- [43] R. SERRANO, A. DIALLO, S. CAPDEVILA, S. BLANCH, J. ROMEU, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, L. JOFRE, "Optimal Multiantenna structures for maximum capacity in wireless compact systems", 2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007), 11-16th Nov. 2007, Edinburgh, UK.
- [44] L.K. YEUNG, Y.E. WANG, "An Electronically scanning Array with Closely-Spaced Antenna Elements", Proc. IEEE Antennas & Propagation Society International Symp. (APS 2008), San Diego, 5-11th July 2008.
- [45] J. CARLSSON, K. KARLSSON, "Analysis and Optimization of Multi-Port Antennas by using Circuit Simulation and Embedded Patterns from Full-Wave Simulation", Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS 2008), San Diego, 5-11th July 2008.
- [46] F. LE BOLZER, F. BARON, F. THUDOR, G. MATTHYS, "ArrowHead Antenna, a cost effective and easy integration solution for WLAN devices", Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS 2006), Albuquerque, USA, pp. 993-996, 9-14th July 2006.
- [47] T.K. SARKAR, S. BURINTRAMART, N. YILMAZER, Y. ZHANG, A.D. SLAZAR-PALMA, M.A. LAGUNAS, "A look at the concept of Channel Capacity from a Maxwellian Viepoint", IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 50, n. 3, pp. 21-50, June 2008.
- [48] T.K. SARKAR, "The True Meaning of Diversity seen through the first principles of fundamental physics", Proc. IEEE Antennas & Propagation Society International Symp. (APS 2008), San Diego, 5-11th July 2008.
- [49] M.A. JENSEN, J.W. WALLACE, "A Review of Antennas and Propagation for MIMO Wireless Communications", IEEE Transactions on Antennas & Propagation, vol. 52, n. 11, pp. 2810-2824, Nov. 2004.
- [50] S. WANG, A. ABDI, J. SALO, H. EL-SALLABI, J.W. WALLACE, P. VAINIKAINEN, M.A. JENSEN, "Time-Varying MIMO Channels: Parametric Statistical Modeling and Experimental Results", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 56, n. 4, pp. 1949-1963, July 2007.
- [51] P. PANAI, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, F. VACHERAND, C. BILLARD, L. DUSSOPT, "MEMS-Based Reconfigurable Antennas", Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE04), Ajaccio, France, 4-7th May 2004, pp. 175-180.

- [52] L. PETIT, P. PANAIA, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, L. DUSSOPT, J.-M. LAHEURTE, "MEMS Switched Reconfigurable Antennas", Proc. MEMSWAVE05, Lausanne, Suisse, 23-24th June 2005.
- [53] F. FERRERO, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, V. FUSCO, "A Reconfigurable Hybrid Coupler Circuit For Agile Polarisation Antenna", Proc. 1st European Conf. on Antennas & Propag. (EuCAP2006), 6-10 Nov. 2006, Nice, France. ISBN 92-9092-937-5, ISSN 1609-042X. Session 1PA1, p.
- [54] F. FERRERO, C. LUXEY, R. STARAJ, G. JACQUEMOD, V. FUSCO, "Compact quasi-lumped hybrid coupler tunable over a large frequency band", Electronics Let., vol. 43, n. 19, pp. 1030-1031, 13th September 2007.
- [55] R.C. FRYE, S. KAPUR, R. MELVILLE, "A 2-GHz Quadrature Hybrid Implemented in CMOS Technology", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, n. 3, pp. 550-555, March 2003.
- [56] F. FERRERO, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, "Dual-band Circularly Polarized Microstrip Antenna for Satellite Applications", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.4, pp. 13-15, January 2005.
- [57] F. FERRERO, C. LUXEY, R. STARAJ, G. JACQUEMOD, V. FUSCO, "Linearly-Polarized tunable Antenna", Proc. European Conf. Antennas & Propagation (EuCAP 2007), 11-16th Nov. 2007, Edinburgh, UK.
- [58] F. FERRERO, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, R. STARAJ, V. FUSCO, "Polarisation-Reconfigurable Patch Antenna", Proc. Int. Workshop on Antenna Tech. 2007 (IWAT07), "Small and Smart Antennas, Metamaterials and Applications", 21-23rd March 2007, Cambridge, U.K.
- [59] M. MARCUS, B. PATTAN, "Millimeter Wave Propagation: Spectrum Management Implications", IEEE Microwave Magazine, vol. 6, n. 2, pp. 54-62, June 2005.
- [60] K.O. O, K. KIM, B.A. FLOYD, J.L. MEHTA, H. YOON, C-H. HUNG, D. BRAVO, T.O. DICKSON, X. GUO, R. LI, N. TRICHY, J. CASERTA, W.R. BOMSTAD II, J. BRANCH, D-J. YANG, J. BOHORQUEZ, E. SEOK, L. GAO, A. SUGAVANAM, J-J. LIN, J. CHEN, J.E. BREWER, "On-chip Antennas in Silicon ICs and their Application", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 52, n. 7, pp. 1312-1323, July 2005.
- [61] Y.P. ZHANG, M. SUN, L.H. GUO, "On-chip Antennas for 60-GHz radios in Silicon Technology", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 52, n. 7, pp. 1664-1668, July 2005.
- [62] J-J. LIN, H-T. WU, Y. SU, L. GAO, A. SUGAVANAM, J.E. BREWER, K.K. O, "Communication using Antennas in Silicon Integrated Circuits", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 42, n. 8, pp. 1678-1687, August 2007.

- [63] L. JIANG, W-Y. YIN, J. MAO, "On-chip Dipoles in CMOS for Wireless Interconnect Applciation", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, n. 9, pp. 2446-2449, September 2008.
- [64] C. CAO, Y. DING, X. YANG, J-J. LIN, H-T. WU, A.K. VERMA, J. LIN, F. MARTIN, K.O. O, "A 24-GHz Transmitter with On-Chip Dipole Antenna in 0.13- μ m CMOS", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, n. 6, pp. 1394-1402, June 2008.
- [65] U.R. PFEIFFER, J. GRZYB, L. DUIXIAN, B. GAUCHER, T. BEUKEMA, B.A. FLOYD, S.K. REYNOLDS, "A Chip-sacle Packaging Technology for 60-GHz Wireless Chipsets", *IEEE Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, n. 8, pp. 3387-3397, August 2008.
- [66] S.K. REYNOLDS, B.A. FLOYD, U.R. PFEIFFER, T. BEUKEMA, J. GRZYB, C. HAYMES, B. GAUCHER, M. SOYUER, "A Siicon 60-GHz Receiver and Transmitter Chipset for Broadband Communications", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, n. 12, pp. 2820-2831, December 2006.
- [67] S. MONTUSCLAT, F. GIANESELLO, D. GLORIA, "Silicon Integrated Antenna Substrate Benchmarking for MMW Wireless Applications in Advanced CMOS Technologies", *Proc. 1st European Conf. on Antennas & Propag. (EuCAP2006)*, 6-10th Nov. 2006, Nice, France.
- [68] A. SHAMIM, L. ROY, N. FONG, N.G. TARR, "24 GHz On-chip Antennas and Balun on Bulk Si for Air Transmission", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, n. 2, pp. 303-311, February 2008.
- [69] J-J. LIN, A. SUGAVANAM, X. GUO, R. LI, J.E. BREWER, K.K. O, "Integrated Antennas on Silicon Substrate for Communication over Free Space", *IEEE Electron Device Letters*, vol. 25, n. 4, pp. 196-198, April 2004.
- [70] J. BRANCH, X. GUO, L. GAO, A. SUGAVANAM, J-J. LIN, K.K. O, "Wireless Communication in a Flip-Chip Package using Integrated Antennas on Silicon Substrates", *IEEE Electron Device Letters*, vol. 26, n. 2, pp. 115-117, February 2005.
- [71] A. TRIANTAFYLLOU, A. FARCY, P. BENECH, F. NDAGIJIMANA, O. EXSHAW, C. TINELLA, O. RICHARD, C. RAYNAUD, J. TORRES, "Intra-chip Wireless Interconnections based on high Performances Integrated Antennas", *Solid-State Electronics*, vol. 49, n. 9, pp. 1477-1483, September 2005.
- [72] B.A. FLOYD, C-M. HUNG, K.K. O, "Intra-chip Wireless Interconnect for Clock Distribution Implemented with Integrated Antennas, Receivers, and Transmitters", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, n. 5, pp. 543-552, May 2002.

- [73] Y.P. ZHANG, Z.M. CHEN, M. SUN, "Propagation Mechanisms of Radio Waves Over Intra-chip Channels with Integrated Antennas: Frequency-Domain Measurements and Time-Domain Analysis", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, n. 10, pp. 2900-2906, October 2007.
- [74] E. SOCHER, M-C.F. CHANG, "Can RF Help CMOS Processors ?", IEEE Communications Magazine, vol. 45, n. 8, pp. 104-111, August 2007.
- [75] S. RADIOM, G. VANDENBOSCH, G. GIELEN, "Impact of Antenna Type and Scaling on Scavenged Voltage in Passive RFID Tags", IEEE Antennas & Propag. Society Int. Symp., APS 2008, San Diego, 5-11th July 2008.
- [76] T. YU, G. REBEIZ, "A 22-24 GHz 4-Element CMOS Phased Array with On-chip coupling Characterization", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 43, n. 9, pp. 2134-2143, September 2008.
- [77] A. HAJIMIRI, A. KOMIJANI, A. NATARAJAN, R. CHUNARA, X. GUAN, "Phased Array Systems in Silicon", IEEE Communications Magazine, vol. 42, n. 8, pp. 122-130, August 2004.
- [78] E. OJEFORS, E. SONMEZ, S. CHARTIER, P. LINDBERG, C. SCHICK, A. RYDBERG, H. SCHUMACHER, "Monolithic Integration of a Folded Dipole Antenna with a 24-GHz Receiver in SiGe HBT Technology", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, n. 7, pp. 1467-1475, July 2007.
- [79] M. KOSKENVUORI, "Microelectromechanical Resonators for Frequency Reference and Frequency Conversion Applications", Doctoral Dissertation, Helsinki University of Technology, Faculty of Electronics, Communications and Automation, Department of Micro and Nanosciences, 4th of April 2008, <http://lib.tkk.fi/Diss/2008/isbn9789512292790/>
- [80] S.T. NICOLSON, A. TOMKINS, K.W. TANG, A. CATHELIN, D. BELOT, S.P. VOINIGESCU, "A 1.2V 140 GHz Receiver with on-die Antenna in 65nm CMOS", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium 2008 (RFIC2008), pp. 229-232, June 2008.
- [81] M. BARAKAT, C. DELAVEAUD, F. NDAGIJIMANA, "Performance of a 0.13 μ m SOI Integrated 60 GHz Dipole Antenna", Proc. IEEE Antennas & Propagation Soc. Int. Symp. (APS 2007), Honolulu, HI, USA, pp. 2526-2529, 10-17th June 2007.
- [82] M. SAADAOUI, P. PONS, A. BOUKABACHE, D. DUBUC, K. GRENIER, R. PLANA, L. BARY, P. DUBREUIL, A. MULLER, D. NECULOIU, "Dry plus Wet Etching for Micromachined in Plane Radiation Antennas", ProcMemswave 2004, 5th Workshop on MEMS for millimeter wave communications, Uppsala, Sweden, pp. E1-E5, 30th June-2nd July 2004.

- [83] D. NECULOIU, G. KONSTANTINIDIS, L. BARY, A. MULLER, D. VASILACHE, A. STAVINIDRIS, P. PONS, R. PLANA, "Membrane-Supported Yagi-Uda Millimeter-Wave Antennas", Proc. 1st European Conf. on Antennas & Propag. (EuCAP2006), 6-10th Nov. 2006, Nice, France.
- [84] E. OJEFORS, K. GRENIER, L. MAZENQ, F. BOUCHRIHA, A. RYDBERG, R. PLANA, "Micromachined Inverted F Antenna for Integration on Low Resistivity Silicon Substrates", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, n. 10, pp. 627-629, October 2005.
- [85] J. GRZYB, D. LIU, U. PFEIFFER, B. GAUCHER, "Wideband Cavity-Folded Dipole Superstrate Antenna for 60 GHz Applications". Proc. IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials (IWAT 2006), New York City, USA, 6-8th March 2006.
- [86] T. ZWICK, D. LIU, B.P. GAUCHER, "Broadband Planar Superstrate Antenna for Integrated Millimeterwave Transceivers", IEEE Trans. on Antennas & Propag., vol. 54, n. 10, pp. 2790-2796, Oct. 2006.
- [87] J-B. YAN, R.D. MURCH, "Fabrication of a Wideband Antenna on a Low-Resistivity Silicon Substrate using a Novel Micromachining Technique", IEEE Antennas & Wireless Prop. Lett., vol. 6, pp. 476-479, 2007.
- [88] M. CAMUS, B. BUTAYE, L. GARCIA, M. SIE, B. PELLAT, T. PARRA, "A 5.4 mW/0.07 mm² 2.4 GHz Front-End Receiver in 90 nm CMOS for IEEE 802.15.4 WPAN Standard", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 43, n. 6, pp. 1372-1383, June 2008.
- [89] R.N. SIMONS, "Novel On-Wafer Radiation-Pattern Measurement Technique for MEMS Actuator-Based Reconfigurable Patch Antennas", IEEE Antennas & Propagation Mag., vol. 45, n. 5, pp. 163-168, Oct. 2003.
- [90] S. RANVIER, M. KYRO, C. ICHELN, C. LUXEY, R. STARAJ, P. VAINIKAINEN, "Compact 3-D On-Wafer Radiation Pattern Measurement System for 60 GHz Antennas", Microwave and Optical Technology Letters, accepted for publication in the February 2009 issue.
- [91] S. RANVIER, S. DUDOROV, M. KYRO, C. ICHELN, C. LUXEY, C. ICHELN, R. STARAJ, P. VAINIKAINEN, "Low Cost Planar Omnidirectional Antenna for Mm-Wave Applications", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, accepted for publication.
- [92] S-H. WI, Y-B. SUN, I-S. SONG, S-H. CHOA, I-S. KOH, Y-S. LEE, J-G. YOON, "Package-Level Integrated Antennas based on LTCC Technology", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, n. 8, pp. 2190-2197, August 2006.

- [93] S. BREBELS, J. RYCKAERT, B. COME, S. DONNAY, W. DE RAEDT, E. BEYNE, R.P. MERTENS, "SOP Integration and Codesign of Antennas", IEEE Trans. Adv. Packaging, vol. 27, n. 2, pp. 341-351, May 2004.
- [94] Y.P. ZHANG, M. SUN, W. LIN, "Novel Antenna-in-Package Design in LTCC for Single-chip RF Transceivers", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, n. 7, pp. 2079-2088, July 2008.
- [95] C.T.P. SONG, P.S. HALL, H. GHAFOURI-SHIRAZ, D. WAKE, "Packaging Technique for Gain Enhancement of Electrically Small Antenna Designed on Gallium Arsenide", Electronics Letters, vol. 36, n. 18, pp. 1524-1525, 31st August 2000.
- [96] J.A. FLINT, J.C. VARDAXOGLU, "Installed Performance of Printed Inverted-F Antennas (IFAs) at 2.45 GHz for Bluetooth and 802.11b", Microwave & Opt. Tech. Lett., vol. 39, n. 6, pp. 497-499, 20th Dec. 2003.
- [97] K. LIM, S. PINEL, M. DAVIS, A. SUTONO, C-H. LEE, D. HEO, A. OBATOYNBO, J. LASKAR, E.M. TANTZERIS, R. TUMMALA, "RF-system-on-package (SOP) for Wireless Communications", Microwave Magazine, vol. 3, n. 1, pp. 88-99, March 2002.
- [98] Y. HIRACHI, Y. AOKI, T. YAMAMOTO, J. ISHIBASHI, A. KATO, "A Cost-Effective RF-Module for Millimeter-Wave Systems", Proceedings Asia-Pacific Microwave Conference, pp. 53-56, 1998.
- [99] H-W. LIU, T-Y. CHEN, C-F. YANG, "A Miniature Antenna without Empty space on PCB for 2.4 GHz ISM Band Applications", IEEE Antennas & Propagation Society Int. Symp. APS 2008, San Diego, 5-11th July 2008.
- [100] C-Y. FANG, L-S. CHENG, J-H. LI, C-F. YANG, "A Planar chip Antenna for 2.4/5.2 GHz ISM Band Applications", IEEE Antennas & Propagation Soc. Int. Symp. (APS 2005), Washington DC, 3-8th July 2005.
- [101] L.K. YEUNG, J. WANG, Y. HUANG, S-C. LEE, K-L. WU, "A Compact LTCC Bluetooth System Module with an Integrated Antenna", Int. Jour. of RF & Micro. Comp.-Aided Eng., vol. 16, n. 3, pp. 238-244, May 2006.
- [102] www.spectrum.ieee.org/print/6355
- [103] L.H. GUO, A.P. POPOV, H.Y. LI, Y.H. WANG, V. BLIZNETSOV, G.Q. LO, N. BALASUBRAMANIAN, D-L. KWONG, "A Small OCA on a 1x0.5-mm² 2.45 GHz RFID Tag-Design and Integration Based on a CMOS-Compatible Manufacturing Technology", IEEE Electron Device Letters, vol. 27, n. 2, pp. 96-98, Feb. 2006.
- [104] X. CHEN, W.G. YEOH, Y.B. CHOI, H. LI, R. SINGH, "A 2.45 GHz Near-Field RFID System with Passive On-Chip Antenna Tags", IEEE Trans. on Microwave Theory & Tech., vol. 56, n. 6, pp. 1397-1404, June 2008.

- [105] L.J. CHU, "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas", Journal Applied Physics, vol. 19, pp. 1163-1175, 19th December 1948.
- [106] S. COLLARDEY, A. SHARAIHA, K. MAHDJOUBI, "Calculation of Small Antennas Quality Factor using FDTD Method", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 5, pp. 191-194, 2006.
- [107] D.M. GRIMES, C.A. GRIMES, "Low Q, Electrically Small Antennas: Mother Nature Can, Why Can't Electrical Engineers?", PIERS2002. <http://www.engr.psu.edu/ee/grimes/publications/>
- [108] E. SEMOUCHKINA, R. MITTRA, "A New Interpretation of Metamaterial Behavior in terms of coupling between Resonant Inclusions", IEEE Antennas & Prop. Soc. Int. Symp., San Diego, 5-11th July 2008.
- [109] S.E. SUSSMAN-FORT, "Matching Network Design using non-Foster Impedances", International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, vol. 16, n. 2, pp. 135-142, March 2006.
- [110] R.C. HANSEN, "Electrically Small, Superdirective, and Superconducting Antennas", 1st Edition - July 2006, ISBN-10: 0-471-78255-6, ISBN-13: 978-0-471-78255-1, John Wiley & Sons.
- [111] J.T. ABERLE, R. LOEPSINGER-ROMAK, "Antennas with Non-Foster Matching Networks", 2007, Synthesis Lectures on Antennas, ISBN-10: 1598291025, ISBN-13: 9781598291025, Morgan & Claypool.
- [112] S. SIMION, R. MARCELLI, G. SAJIN, "Small-Size CPW Silicon resonating Antenna based on transmission-line meta-material approach", Electronics Lett., vol. 43, n. 17, pp. 908-909, 16th August 2007.
- [113] N. CELIK, M. ISKANDER, R. EMRICK, S. FRANSON, J. HOLMES, "Implementation and Experimental Verification of a Smart Antenna System Operating at 60 GHz Band", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, n. 9, pp. 2790-2800, September 2008.
- [114] C.Y. CHIU, C.H. CHENG, Y.S. WAN, C.R. ROWELL, R.D. MURCH, "Design of a Flat Fading 4x4 Testbed for Antenna Characterization using a Modular Approach", IEEE Wireless Communications and Networking Conference 2007 (WCNC 2007), pp. 2913-2918, 11-15th March 2007, Hong-Kong.

10. Annexes

10.1 - IEEE Wheeler Prize

**Prix du Meilleur Article de l'année 2006
de la revue IEEE Transaction on Antennas and Propagation**

**The H. A. Wheeler Applications Prize Paper Award of the
IEEE Antennas and Propagation Society**



a été décerné à
Aliou Diallo, Cyril Luxey, Philippe Le Thuc, Robert Staraj et Georges Kossiavas

pour l'article

**"Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs
Operating in the DCS1800 and UMTS Bands"**

IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Part. 1, vol. 54, n° 11, p. 3063-3074, November 2006

Le prix

 	Il s'agit du plus prestigieux prix international concernant le domaine de recherche des antennes. Il récompense le meilleur article de type "applications", publié dans la revue IEEE Transactions on Antennas and Propagation, sur toute l'année 2006. Cette revue est l'une des plus estimées dans le domaine de recherche des antennes. Environ 500 papiers sont acceptés et publiés par an dans cette revue.
---	--

Les auteurs

Tous les auteurs sont chercheurs au Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications (LEAT) de l'Université de Nice – Sophia Antipolis. Ils travaillent dans le domaine des nouvelles antennes pour les télécommunications : antennes miniatures, multibandes, multinormes, large bande, antennes actives intégrées, reconfigurables, antennes ultra large bande pour des communications impulsionnelles, etc...

				
Aliou Diallo Doctorant-Moniteur Maîtrise EEA DEA PTT UNSA <i>aliou.diallo@unice.fr</i>	Cyril Luxey Maître de Conférences EPU-UNSA Doctorat UNSA <i>cyril.luxey@unice.fr</i>	Philippe Le Thuc Maître de Conférences IUT GEII-UNSA Doctorat UNSA <i>philippe.lethuc@unice.fr</i>	Robert Staraj Professeur EPU-UNSA Doctorat, HDR UNSA <i>robert.staraj@unice.fr</i>	Georges Kossiavas Professeur Dpt Electronique-UNSA Doct. Limoges, HDR UNSA <i>georges.kossiavas@unice.fr</i>

Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands

Aliou Diallo, Cyril Luxey, *Member, IEEE*, Philippe Le Thuc, Robert Staraj, and Georges Kossiavas

Abstract—Several solutions are presented to reduce the mutual coupling between two planar inverted-F antennas (PIFAs) working in close radiocommunication standards and positioned on a finite-sized ground plane modeling the printed circuit board (PCB) of a typical mobile phone. First, the two PIFAs are designed on separate PCBs to, respectively, operate in the DCS1800 and UMTS bands. In a second step, they are associated on the top edge of the same PCB. Realistic arrangements are then theoretically and experimentally studied. Finally, several solutions are investigated to maximize the isolation. They consist in inserting a suspended line between the PIFAs' feedings and/or shorting points. All along this paper, several prototypes are fabricated and their performances measured to validate the obtained IE3D moment method-based simulation results.

Index Terms—Efficiency, finite-sized ground plane, mobile phones, mutual coupling, planar inverted-F antennas (PIFAs), small antennas.

I. INTRODUCTION

THE rapid increase of wireless communication standards has induced the development of multiband antennas for multimode handset terminals: GSM850 (U.S. cellular band), GSM900, DCS1800, PCS1900, and UMTS. Consequently, numerous solutions using the well-known planar inverted-F antenna (PIFA) as an internal radiator have been recently proposed by several laboratories [1]–[8]. However, if these antennas are able to operate in all of these frequency bands, they are always designed as single port components. This architecture does not match with most of the radio front-end modules currently available on the wireless industry market, which usually provide one output by modulation standard [9], [10]. For example, a GSM900/DCS1800/UMTS mobile phone will need two independent radiators (or at least a two-port antenna concept) to receive and then demodulate the two different radio-frequency signals involved: GSM and W-CDMA for UMTS. As a result, optimally integrating compact multiport antennas in a cellular phone is now a new target for antenna engineers [11]. However, if the design of well-matched internal PIFAs collocated on the same PCB seems to be a reasonable task [12], improving their isolation remains a big challenge, especially at frequencies where the phone chassis and its surroundings are contributing

to the radiation mechanism [11], [13]–[14]. Moreover, even if a multimode radio front-end module already exhibits an acceptable isolation between its outputs, decreasing the antenna's mutual coupling remains absolutely necessary to ensure that less power is lost in the other radiators and, thus, the total efficiencies are maximized [11], [15], [16].

Only a few papers simultaneously focus on these two specific problems: PIFAs placed on the same finite-sized ground plane, working in very close frequency bands [17], [18]. In these two papers, the authors are evaluating the isolation between identical PIFAs located at different positions on a mobile phone PCB for multiple-input multiple-output (MIMO) systems purpose but reduction methods of the mutual coupling are not investigated. In fact, the most interesting publications may be basically divided in two categories: antennas above an infinite or large ground plane and antennas above a small ground plane. In the first group, the physical causes of the mutual coupling between two identical rectangular microstrip antennas are experimentally studied in [19] and theoretically analyzed in [20]; however, the antennas are half-wavelength types. Papers [21], [22] describe the evolution of the S_{21} parameter of two PIFAs working at the same frequencies, when changing their orientations and spacing. In the second category, the association of two identical PIFAs on the same PCB had been accomplished in [12] and [23], but these works rather concentrates on the effect of smart antenna systems on the specific absorption rate. Other investigations of the antenna coupling on a finite-sized ground plane have also been presented, but the radiators are monopole-type [24]–[27] or L-bent patches [29]; the frequency separation between the bands of interest is quite large [11], [24], [26], [28], [30]–[32] or the purpose of the study is MIMO applications [25], [27]. Among all these publications, a few give efficient solutions to improve the isolation between the radiating elements. For example, one solution often reported consists in moving the antennas with different orientations around the PCB [17], [18], [24], [32]. The best isolation values are always found when the antennas are spaced by the largest available distance on the PCB, i.e., one at the top edge and the other at the bottom. In [27] and [28], the authors propose to modify the shape of the PCB by either inserting a slot or building a protruding T-shape extension [25]. A recent study of two closely positioned antennas radiating in radiocommunication standards with a large frequency separation (GSM/DCS and WLAN) has shown that it was beneficial to place their shorting strips facing each others [26]. Another solution reported in [30], where two thin PIFAs are, respectively, working on a typical mobile phone

Manuscript received September 18, 2005; revised February 27, 2006.

The authors are with the Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications Université de Nice, Sophia Antipolis/UMR-CNRS 6071, 06560 Valbonne, France (e-mail: aliou.diallo@unice.fr; cyril.luxey@unice.fr).

Color version of Fig. 11 is available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TAP.2006.883981

0018-926X/\$20.00 © 2006 IEEE

PCB in the GSM900 and DCS1800 bands, consists in inserting high-Q-value lumped LC components at the feeding point of one antenna to achieve a blocking filter at the resonant frequency of the other. This solution gives significant results in terms of decoupling and efficiency but strongly reduces the frequency bandwidth. A mix of those two previous methods was recently presented in [11] where a GPS monopole antenna is mounted on the dielectric side of a GSM850/PCS1900 PIFA. The maximum isolation is achieved when optimizing the length and the position of the GPS monopole concurrently with the help of a tuning inductor–capacitor chip. If the isolation is clearly increased, the lumped components are causing additional losses, which in turn strongly impact the total efficiencies. Finally, a promising solution, applied to reduce the mutual coupling between two half-wavelength microstrip patches above an infinite ground plane, has been recently reported in [20]. The idea is to insert several shorting pins between the patch and its ground plane to carry out conduction currents that will compensate for the polarization currents originating from the dielectric. The new structure belongs to the class of artificial dielectrics, bandgap materials, or metamaterials [33], with their associated drawbacks as strong bandwidth and gain reductions.

In this paper, we propose several ways to decrease the mutual coupling between two PIFAs respectively radiating in the DCS1800 and UMTS bands and positioned on the top edge of a PCB representative of a typical mobile phone ($100 \times 40 \text{ mm}^2$). In the second section, each antenna is separately designed with the help of the IE3D method of moments (MoM)-based commercial software [34] to radiate in the chosen frequency band. In the third section, the PIFAs are associated on the same PCB and the mutual coupling is studied when their positions are varied along the top edge. In these simulations, the width and the length of the circuit board are progressively increased and the effects on the isolation are carefully processed and analyzed. Finally, in the fourth section, we propose two methods to reduce the mutual coupling. They consist in inserting a suspended transmission line between the PIFAs shorting and/or feeding points. The effects of the width and the length of this microstrip link are also investigated. In all these sections, several prototypes are fabricated and their overall performances measured and compared with simulation results to validate our proposed solutions.

II. DESIGN OF THE DCS AND UMTS PIFAS

The two PIFAs were designed on a separate ($100 \times 40 \text{ mm}^2$) ground plane. Each antenna was made of a main plate fed by a 1-mm-wide metallic strip. For the quarter-wavelength characteristic, this plate was connected to the ground by a shorting strip having a width of 1 mm. Employing a shorting strip instead of a plain shorting wall is used to reduce the overall length of a PIFA. The air thickness between the radiators and the ground plane was set to 8.5 mm. This is an average height used for most commercial handset antennas. Each radiator was positioned on the top edge of the PCB due to the fact that positions in the middle of its length are traditionally filled with various electronics components. Having the short-circuit and the feed at the edge of the chassis is far from being a drawback; it has even been shown to be beneficial for a larger antenna's effective size and

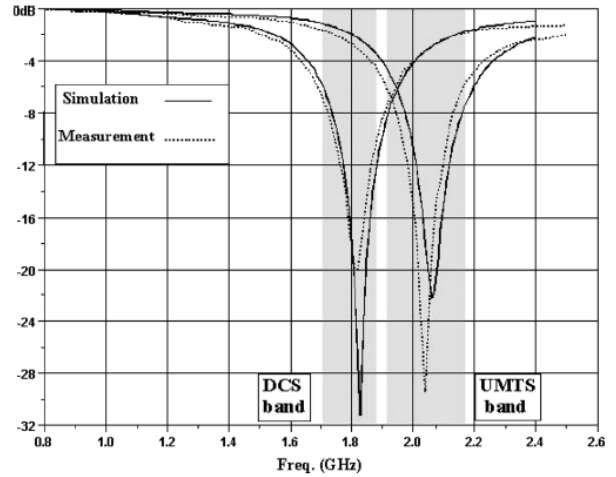


Fig. 1. Simulated and measured return losses of the DCS and UMTS PIFAs.

an efficient antenna-chassis combination for maximum bandwidth [13], [14]. The battery and other electrical components like a vibrator, a camera, or a polyphonic speaker were not included in our model. The goal of the DCS antenna was to cover the 1710–1880 MHz band with the best return loss as possible while the UMTS antenna had to cover the 1920–2170 MHz band with the same requirement. The following analytical formula was used as a starting rule to determine the lengths of the quarter-wavelength patches (f_r = resonant frequency of the PIFAs, c = velocity of light in free space, L = length of the plates, and H = height of the PIFAs):

$$f_r = c/4(L + H). \quad (1)$$

These lengths were found to be 33.3 mm at 1795 MHz and 28.3 mm at 2040 MHz. Next, the widths of the PIFAs as well as the feeding and the shorting strips positions were fine-tuned with the help of the IE3D electromagnetic software. In such a quarter-wavelength structure, the antenna's impedance can easily be matched to 50Ω by an appropriate choice of the short/feed spacing. The optimized radiators were simply rectangular: $30.5 \times 10 \text{ mm}^2$ for the DCS and $26.7 \times 8 \text{ mm}^2$ for the UMTS. The small differences with the theoretical lengths come from the fact that this simple formula does not take into account the use of a shorting strip instead of a plain shorting wall as well as the effects of the finite-sized PCB instead of an infinite ground plane. Two antenna prototypes were fabricated using a 3-mm-thick nickel silver material (Cu, Ni, Zn, conductivity $\sigma = 4.10^6 \text{ S/m}$). This alloy is quite well adapted to being worked on through computerized milling machines. One (SMA) connector was soldered on each feeding strip. The layouts of the PIFAs are not shown in this section, but the simulated and measured return losses are presented in Fig. 1. A very good agreement is seen between these curves. It can be observed that the measured return loss of the DCS antenna is better than -7 dB in the 1710–1880 MHz band, and the UMTS measured reflection coefficient is better than -6 dB for 1910–2180 MHz (a return loss less than -6 dB is usually considered as an acceptable value in most mobile communication devices). The computed

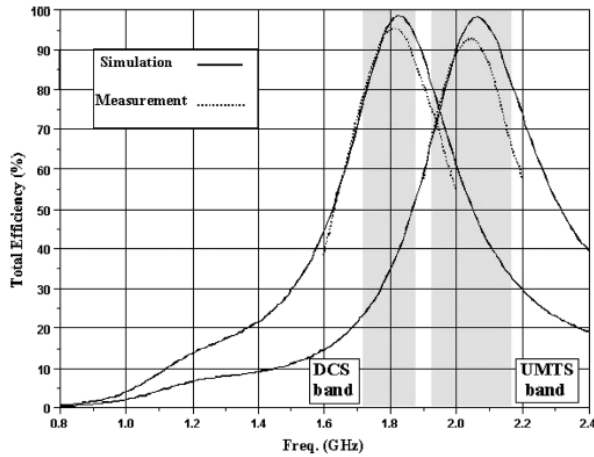


Fig. 2. Simulated and measured total efficiencies of the DCS and UMTS PIFAs.

(IE3D) and measured total efficiencies are depicted in Fig. 2. The radiation efficiencies have been measured with a home-made Wheeler Cap setup. The simulated maximum total efficiencies are slightly better than 98% for both antennas while the measurements are, respectively, 95.4% and 93% for the DCS and UMTS PIFAs. These values will hereafter serve as references when comparing with the efficiencies of the next antenna-system designs.

III. ASSOCIATION OF THE ANTENNAS AND STUDY OF THE MUTUAL COUPLING

A. Association of the Antennas on the Same PCB

The two PIFAs were then placed together on the top edge of the PCB with their own feed denoted as port 1 for the DCS element and port 2 for the UMTS [Fig. 3(a)].

Several arrangements are possible considering which feeding or shorting strips are facing. We first choose to position both shorting strips in front of each other as this configuration is experimentally known to generate better isolation between the antennas [21], [22], [26], [31]. A top view of the structure is shown in Fig. 3(b) with the origin of the coordinates taken on the left corner of the PCB $(x, y) = (0, 0)$. The antennas are edge-to-edge spaced by $d = 18$ mm with their DCS and UMTS feeding strips, respectively, located at $(x = 2$ mm, $y = 5$ mm) and $(x = 38$ mm, $y = 5$ mm). Comparing with simulations from section I, this association of the antennas on the same PCB resulted in small frequency shifts of both PIFAs' resonances (less than 5%) without any degradation of their bandwidths. This kind of behavior was also reported in [21]. A prototype of this antenna system was fabricated using nickel silver material. The measurements were done with the SMA outputs of the DCS and UMTS PIFAs simultaneously connected to ports N°1 and N°2 of a vector network analyzer via coaxial cables circled by ferrite chokes. For each antenna, the simulated and measured reflection coefficients are shown in Fig. 4, as well as their isolation. A very good agreement is seen between all these curves.

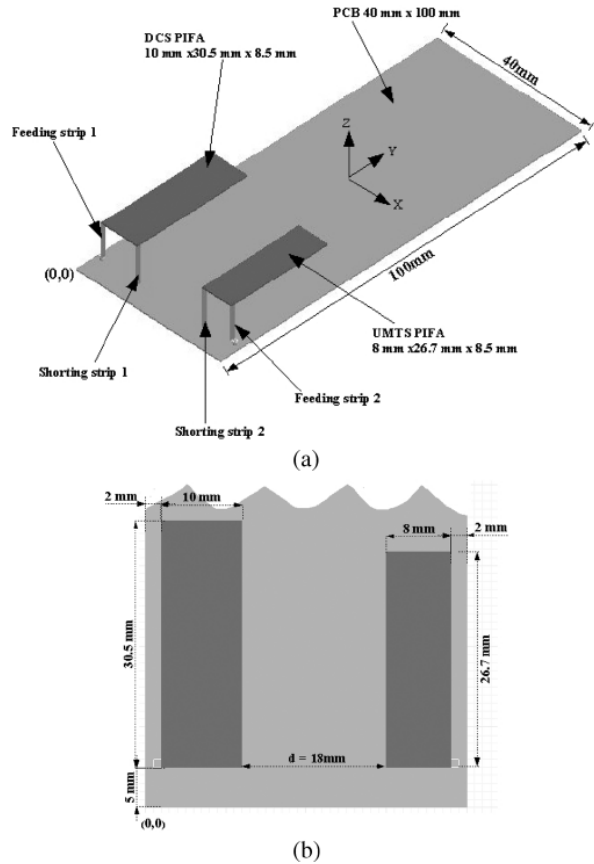


Fig. 3. Arrangement of the DCS and UMTS PIFAs on the same PCB. (a) three-dimensional view and (b) top view.

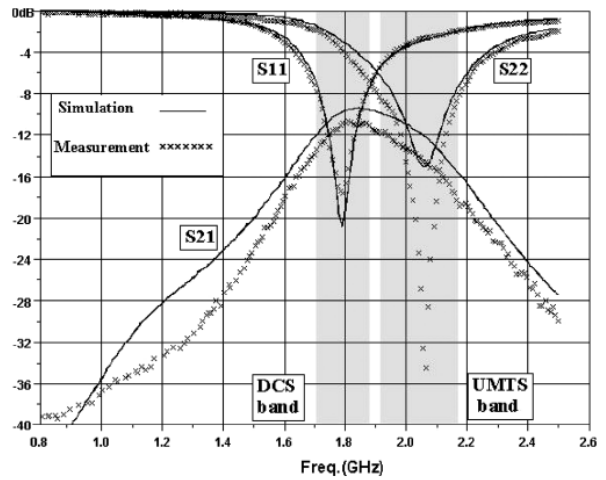


Fig. 4. Simulated and measured S_{11} , S_{22} , S_{21} of the DCS/UMTS PIFAs arrangement when shorting strips are facing ($d = 18$ mm).

The magnitude of the measured S_{21} parameter reaches a maximum of -10.6 dB at 1.81 GHz (minimum isolation) where the S_{11} and S_{22} curves are approximately crossing.

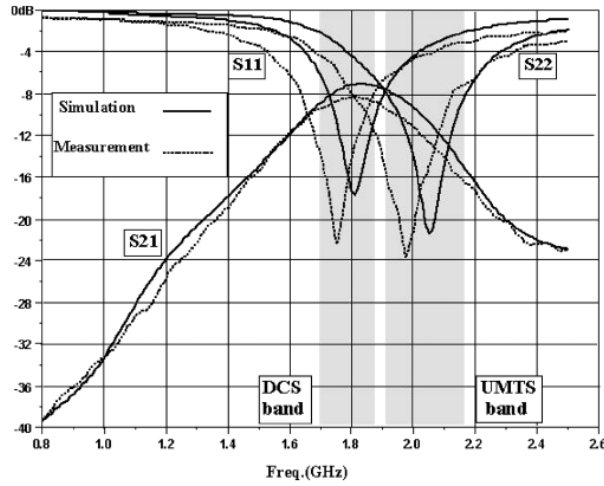


Fig. 5. Simulated and measured S_{11} , S_{22} , S_{21} of the DCS/UMTS PIFAs arrangement when feeding strips are facing ($d = 18$ mm).

These results are consistent with the data reported in [12], [17], [18]. They are even better if we take into account that our antennas are only separated by a distance of $0.11 \lambda_0$ and located on a $0.62\lambda_0 \times 0.25\lambda_0$ ground plane. This comes from our careful design where the PIFAs are simultaneously positioned on the top edge of the PCB with their shorting strips facing, which is not the case in the aforementioned papers. However, to verify that this PIFA configuration on a small ground plane is the one giving the best isolation level, we simulated, fabricated, and measured the same antenna system with their feeding strips facing. For both PIFAs, the matching goal was easily obtained when replacing the feed by the short-circuit and vice versa. The scattering parameters are presented in Fig. 5.

A small discrepancy can be seen between the simulation and measurements of both reflection coefficients. These 3.5% frequency shifts are attributed to the manufacturing tolerance errors, especially the non perfect flatness of the PIFAs: no foam material was used to support the rectangular plates. Nevertheless, the return losses are satisfying the DCS and UMTS standard requirements. The most important information is given by the maximum measured level of the S_{21} parameter (-8.3 dB at 1.8 GHz), which is 2.3 dB higher than the one obtained with the previous prototype (-10.6 dB). The two other PIFAs combination (feeding strip N°1 facing shorting strip N°2 and vice versa) were simulated and shown similar S_{21} values as the one seen in Fig. 5. The best antenna arrangement clearly seems to be the one where the shorting strips are facing, which follows the observations made by several authors [21], [26], [31]. Back to this configuration, we present in Fig. 6 the calculated and measured total efficiencies of the PIFAs.

The simulation curves have been computed using (2) and (3) according to the definition given in [35]. The radiation efficiencies η_{ray} and the S_{ij} parameters were obtained through IE3D

$$\eta_{tot1} = \eta_{ray1} (1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \quad (2)$$

$$\eta_{tot2} = \eta_{ray2} (1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2). \quad (3)$$

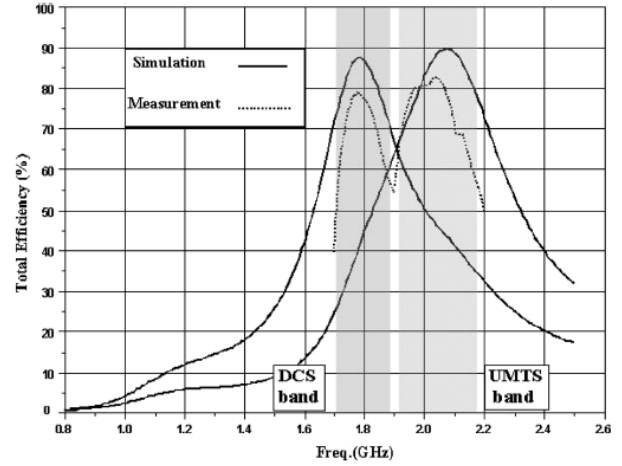


Fig. 6. Computed and measured total efficiencies of the DCS/UMTS PIFAs arrangement when shorting strips are facing ($d = 18$ mm).

The measured radiation efficiencies have been obtained with a Wheeler Cap setup with the following procedure: only one port was excited at a time and the other was terminated by a discrete 50Ω load screwed to the SMA connector. The measured total efficiencies are deduced using the measured radiations efficiencies and the measured S_{ij} parameters. It can be seen in Fig. 6 that the DCS and UMTS simulated maximum efficiencies are, respectively, 10.5% and 9% lower than those obtained with the antennas alone on the PCB (98%). This can be easily explained when looking at (2) and (3): high values of S_{21} and S_{12} are inherently leading to the degradation of the total efficiencies. The power flowing in the loaded PIFA is not radiated by the antenna system. In order to make the PIFAs more efficient, one needs to correctly decouple them, that is, maximizing their isolation. A moderate agreement is seen between the computed and measured curves in Fig. 6. In comparison with the measurement errors found in Fig. 2 (less than 5%), this is attributed to the insertion of a second SMA connector and a discrete load in the Wheeler cavity. These metal elements are suspected to slightly modify the electromagnetic fields in the cavity and to increase the overall losses. The radiation patterns are not shown here, but the main polarization of the electric field of both antennas was found to be nearly vertical and omnidirectional in the horizontal plane of the PCB.

B. Study of the Mutual Coupling

1) *Simulations and Measurements:* To further analyze the origin of the mutual coupling, we studied the evolution of the isolation when moving the PIFAs on the PCB. Regarding the restrictions imposed from mobile phone manufacturers, there are only few areas where the antennas can be positioned, and this is usually on the top edge of the PCB. Considering this constraint, we simulated and realized several configurations with the PIFAs located close to each other. During these operations, the radiator's dimensions remained fixed; only the distance between the feeding and shorting strips was allowed to be adjusted to keep the resonances without any shift plus the absolute frequency bandwidth unchanged. First, the DCS PIFA was kept at its initial place, and we progressively reduced the gap d from 18

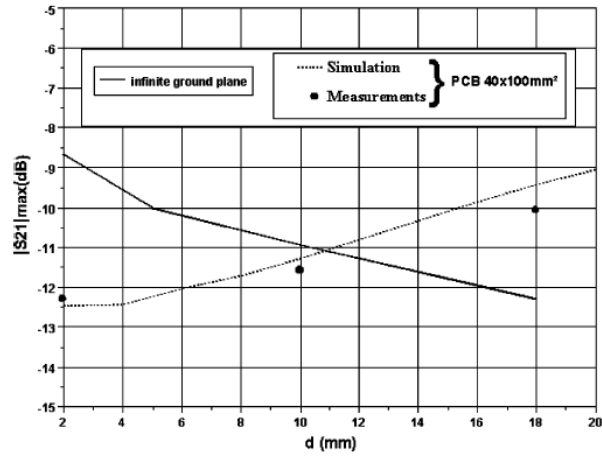


Fig. 7. Simulated and measured maximum S_{21} versus spacing d of the PIFAs arrangement when the shorting strips are facing for a $100 \times 40 \text{ mm}^2$ PCB and an infinite ground plane.

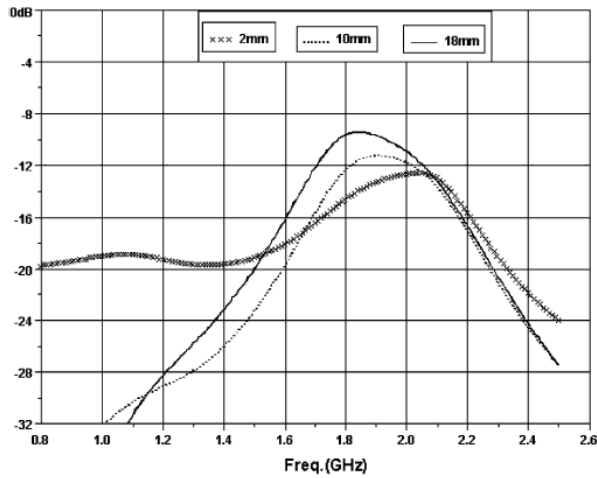


Fig. 8. Simulated S_{21} parameter versus frequency of three PIFAs arrangements with different spacing d .

to 2 mm (0.11 to $0.013 \lambda_0$). This corresponds to bring closer the UMTS antenna [Fig. 3(b)]. This move resulted in a 4% downshift of both resonance frequencies. This is attributed to the increase of the total capacitance of the antenna system when the PIFAs are getting closer. The evolution of the simulated S_{21} parameter differs from the expectations as the maximum isolation is improved by 3 dB when the UMTS PIFA is close to the DCS antenna (Fig. 7). Even if the isolation improvement is only 3 dB, this unexpected behavior is clearly not consistent with other published results where the mutual coupling always increases when the gap between the antennas decreases [17], [19], [20]–[24].

The results obtained with the measurements of three different prototypes ($d = 18, 10$, and 2 mm) confirm this behavior. The mutual couplings versus frequency of these antenna systems are presented in Figs. 8 and 9. A good agreement is observed between the simulated and measured curves even if small discrepancies occur at low frequencies. It is assumed to be due to the

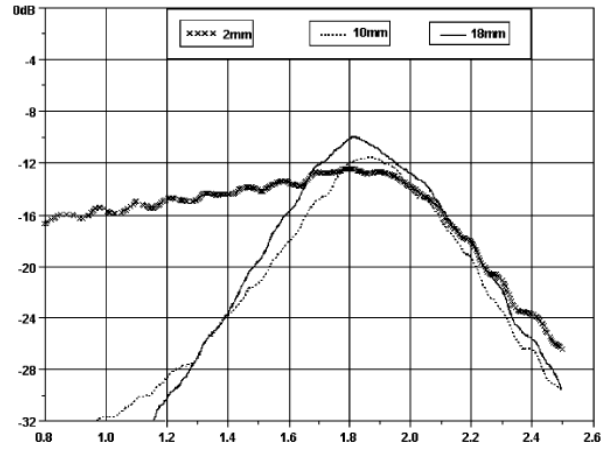


Fig. 9. Measured S_{21} parameter versus frequency of three PIFAs arrangements with different spacing d .

magnetic coupling between the choked coaxial cables, which are electrically very close in the GSM band. The measured maximum isolation values of these configurations are also represented in Fig. 7 by circle dots. These measurements are clearly validating that the PIFAs arrangement on a $100 \times 40 \text{ mm}^2$ PCB with a 2 mm gap provides an isolation value 3 dB higher than the configuration with a 18 mm spacing.

Additional simulations with the same antennas positioned on an infinite ground plane have been performed to give an insight about this assumption (Fig. 7). We can observe a familiar behavior with a decrease of the isolation when the antennas are getting nearer [17], [19], [20]–[24]. For closely spaced PIFAs on the PCB, the mutual coupling is 3 dB lower than the one on the infinite ground plane. This is again unexpected as the PCB is partially radiating around 1.8 GHz while the infinite-sized ground plane is not. This phenomenon is interchanging for a spacing d of 11 mm ($0.07 \lambda_0$). These simulations demonstrate that the size of the ground plane has a significant impact on the S_{21} parameter. Specific ground plane dimensions are certainly able to generate very different isolation values. To understand what is happening between these two limit cases, we performed simulations with several ground planes having intermediate dimensions. The two PIFAs were kept at the top edge of the $100 \times 40 \text{ mm}^2$ PCB but positioned in the middle of its 40 mm width. For two antenna gaps (2 and 18 mm), we progressively extended the bottom length of the PCB and/or symmetrically its width, to reach a sufficiently large ground plane size ($200 \times 80 \text{ mm}^2$).

From Fig. 10, it can be noticed that the maximum value of the isolation is slightly modified when the closest PIFAs are now positioned in the middle of the PCB width (-13.4 dB instead of -12.5 dB in Fig. 7). The mutual coupling does not seem to be very sensitive to the length of the PCB (cases 1 to 5), but as the width increases from 45 to 60 mm, the isolation gets worse for close PIFAs and better for the antennas spaced by 18 mm (cases 6–7). Regarding the isolation issue, this would indicate that the width of the PCB is actually the most important parameter of the antenna system. Unfortunately, the size of this ground plane is usually fixed at the initial stage of the design of a mobile phone and then unchangeable.

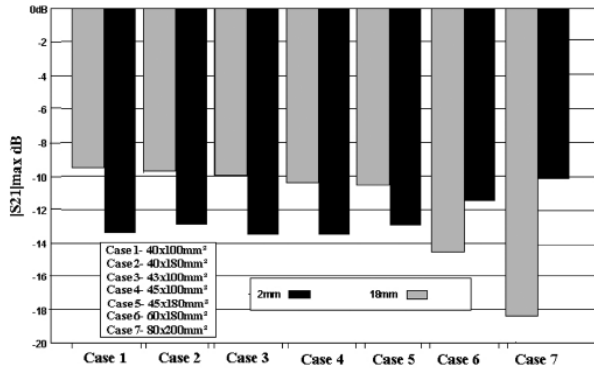


Fig. 10. Simulated maximum S_{21} versus d of the PIFAs' arrangement for different ground plane sizes.

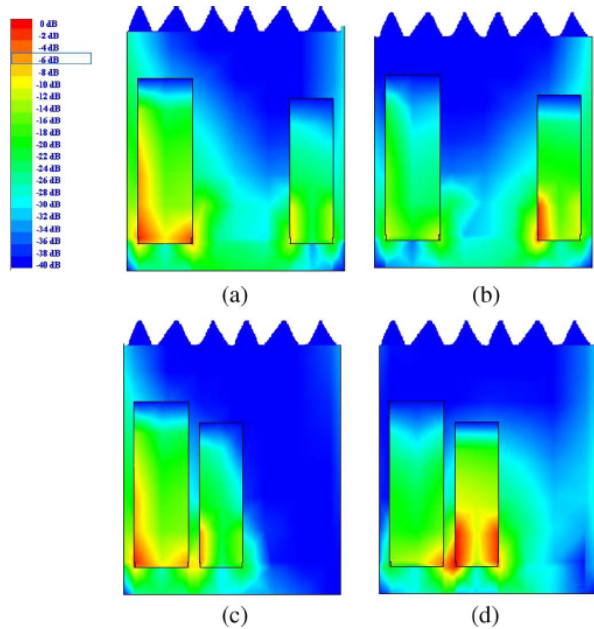


Fig. 11. Simulated surface-current distributions of the PIFAs arrangement at 1.86 GHz. The range of the color scale is 40 dB in 2 dB steps. (a) $d = 18$ mm, DCS antenna excited (maximum $S_{21} = -9.5$ dB); (b) $d = 18$ mm, UMTS antenna excited (maximum $S_{12} = -9.5$ dB); (c) $d = 2$ mm, DCS antenna excited (maximum $S_{21} = -12.5$ dB); (d) $d = 2$ mm, UMTS antenna excited (maximum $S_{12} = -12.5$ dB).

2) *Discussion:* Only few authors have already tried to explain the causes of the electromagnetic coupling between close PIFAs located on a finite ground plane. One approach is to draw the intensity of the excited surface-current distributions of the antenna and the circuit board and analyze their magnitude levels at the feeding ports [24], [32]. In Fig. 11, we excited the DCS antenna at 1.86 GHz while the UMTS PIFA was terminated to a 50 Ω load (a, c) and vice-versa (b, d). The excited antenna induces surface currents on the terminated non-excited PIFA. Direct correlation between the hot spots and the maximum mutual coupling value is really difficult to observe: in both cases, the

magnitude levels of the induced currents on the feeding port of the non excited PIFA seem to be nearly equal when the antennas are 2 mm or 18 mm spaced. On the shorting strips, we even reveal much stronger currents when the antennas are closer. Unlike [24] and [32], it can be concluded that this approach does not help us to explain why the isolation is better when the PIFAs are 2 mm spaced. According to [20], a second approach on an infinite ground plane consists to consider that the mutual coupling between half-wavelength patches is made of a combination of the near-field coupling, the far-field coupling, plus the contribution of the surface waves. In our case, the surface wave coupling is not involved. Moreover, in our case, due to the finite-sized ground plane case, the coupling phenomenon is even more complicated with the combination of all these original effects plus the contribution of the PCB. One solution to find which coupling is predominant could be the same as the one employed in [20]: looking at the decrease of the S_{21} parameter when the distance between the antennas is doubled. A -6 dB value will support for a predominant far-field coupling while -12 or -18 dB will prove that the near-field coupling is dominant. However, looking at the finite-sized ground plane case in Fig. 7 cannot help us, as the S_{21} parameter increases when the gap between the PIFAs becomes larger.

The explanation of our unexpected behavior comes probably from [20], where the authors, to reduce the mutual coupling between patches, insert several shorting posts underneath the microstrip patch to create counterphased conduction currents and thus compensate for the original polarization and conduction currents. In our case, the problem is more complicated. The mutual coupling comes from the currents and voltages on the PIFAs but also from the currents flowing on the PCB (no polarization currents exist). In addition, it is mainly the radiator element that generates most of the field at distances very close to the antenna structure [37]. It is so believed that bringing closer the PIFAs leads to a strong magnetic coupling due to the surface currents flowing on each shorting strips. These currents are probably cancelling each other when generating the near field of the antenna system.

3) *Summary:* In this section, several antenna configurations have been investigated and important observations have been noticed. Some assumptions have been made to explain why two closely spaced PIFAs, positioned on a small PCB, radiating in the DCS and UMTS bands exhibit an isolation which is 3 dB higher than the same PIFAs spaced by a larger gap on the same circuit board. Due to the conduction currents, the PCB, and antenna dimensions, it appears that a more or less strong magnetic coupling may occur when the shorting or the feeding strips of the PIFAs are facing each other. More research on this aspect is required before drawing final conclusions and making it a general result. We do believe that the unexpected behavior seen in our arrangement specifically comes from the whole dimensions of our antenna system as well as the employed antennas solution and the working frequencies. At this stage, the best isolation value obtained previously is not sufficient for a competitive multi-antenna system, and we tried to improve the mutual coupling by implementing several solutions, still keeping the PIFAs at the top edge of the PCB.

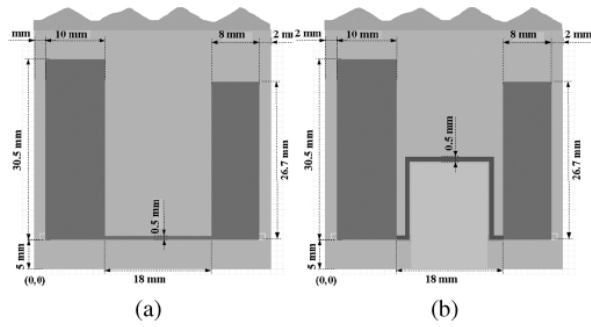


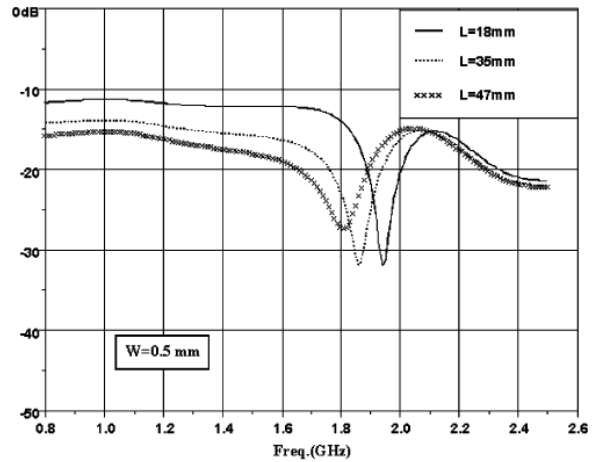
Fig. 12. Top view of the arrangement of the PIFAs on the PCB when the feeding strips are facing and linked by a 0.5 mm width suspended line. (a) line length = 18 mm and (b) line length = 47 mm.

IV. REDUCTION OF THE MUTUAL COUPLING

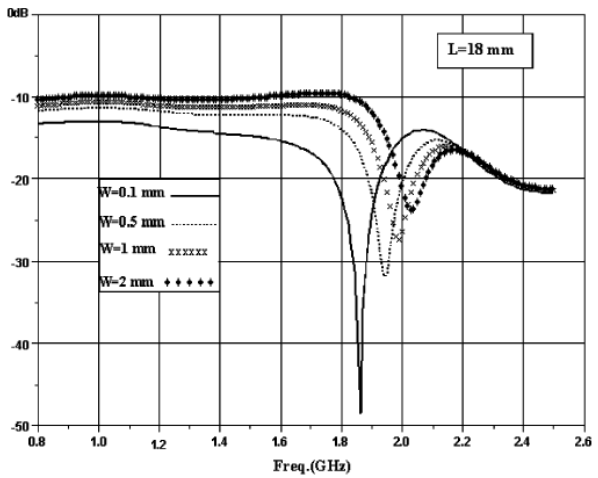
A. First Method With Feeding Strips Facing

The idea was to compensate for the existing complex electro-magnetic coupling of the structure by introducing an opposite coupling. It was supposed that this could be done by linking the two antennas by a suspended microstrip line, positioned at the same height as the antennas. Several simulations were conducted to find the optimal location of this line. First, it was found that it had to be connected in a low impedance area of the PIFAs, i.e., far away from its open end (where the voltage and the charges are maximum [21]), more in the vicinity of the feeding and the shorting strips where the currents have the highest intensity. These locations should not affect the frequency resonances and the bandwidths of the antennas. An attempt was made by positioning the PIFAs with their feeding strips facing each other and linking them by a $18 \times 0.5 \text{ mm}^2$ line [(Fig. 12(a))]. A small frequency shift up (less than 4%) was observed during this operation without any degradation of the bandwidths. This phenomenon is mainly due to the impedance, not high enough, presented by the series combination of the link and the other PIFA.

The simulation result of this case is presented in Fig. 13(a). It is obvious that the microstrip link can significantly reduce the S_{21} parameter, especially at a specific frequency where a deep null is observed. Even if the S_{21} parameter curve exhibits an LC-resonant circuit shape, the line acts like a neutralization device by picking up a certain amount of the signal on the UMTS feeding strip and bringing it back to the DCS PIFA producing an opposite coupling to the existing one. The question is how to pick the correct (current intensity) signal on one antenna and reinject it to the other so that the isolation is maximized. We studied the evolution of the mutual coupling as a function of the width and the length of the link. Fig. 12(b) presents the geometry of one of the simulated cases with a $0.5 \times 47 \text{ mm}^2$ line. Simulation results when the length of the link is varied from 18 to 47 mm while keeping the width at 0.5 mm are presented in Fig. 13(a). Simulation curves when the width of the link is varied from 0.1 to 2 mm while keeping the length at 18 mm are presented in Fig. 13(b). The width and the length of this line are found to have a great influence on the shape of the curves. Particularly, the notch observed on the mutual coupling can be



(a)



(b)

Fig. 13. Simulated S_{21} parameter versus frequency of the PIFAs arrangement with a feed-feed microstrip link. (a) $W = 0.5 \text{ mm}$, length is varied; (b) $L = 18 \text{ mm}$, width is varied.

moved toward the low frequencies when the length of the line increases or when its width decreases (which corresponds to increase the characteristic impedance of the line). It is assumed that a good combination of these parameters will achieve a low mutual coupling at a chosen specific frequency.

To validate this concept, we fabricated one prototype with the two PIFAs linked by an $18 \times 0.5 \text{ mm}^2$ microstrip line. The simulated and measured scattering parameters versus frequency are shown in Fig. 14. A very good agreement is found between all these curves. It can be observed that both antennas achieve a good matching and a very high isolation value around 1.95 GHz. The computed isolation improvement is around 22 dB, while the measured is 34 dB. Considering its simplicity, this enhancement represents a very large advance in antenna decoupling on small ground planes and seems to be very interesting as a low-cost and efficient solution without the loss effects that a LC filtering component would produce [11], [30]. However, by carefully looking at Fig. 14, one can see that the isolation is not improved on the

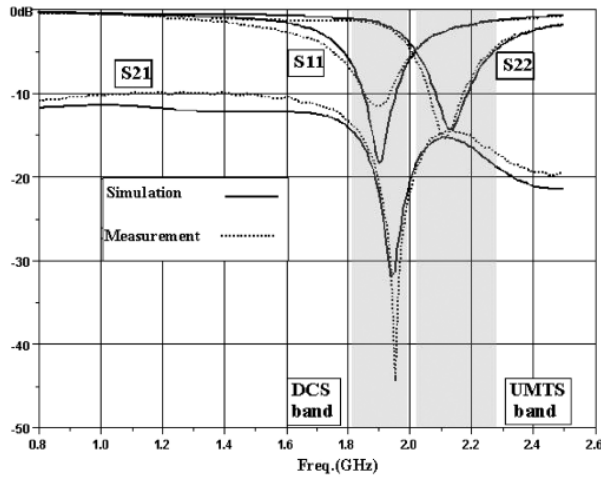


Fig. 14. Simulated and measured S_{11} , S_{22} , S_{21} of the PIFA arrangement when the feeding strips are facing and linked by a suspended microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm).

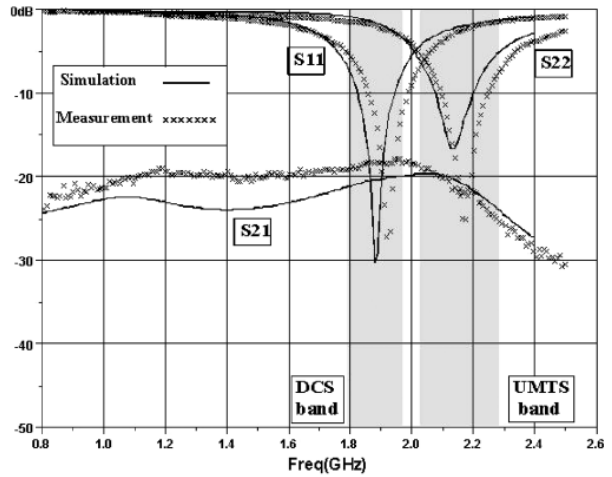


Fig. 16. Simulated and measured S_{11} , S_{22} , S_{21} of the PIFA arrangement when the shorting strips are facing and linked by a suspended microstrip link ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm).

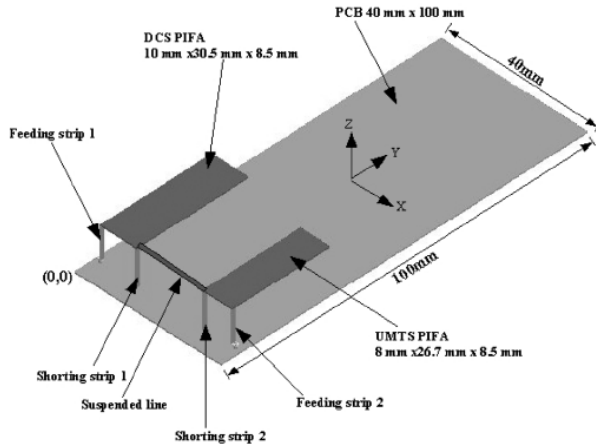


Fig. 15. Arrangement of the PIFAs on the PCB when the shorting strips are facing and linked by a suspended microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm).

whole bandwidth of the antennas. This observation motivated the research of other configurations.

B. Second Method With Shorting Strips Facing

Three other linking configurations were investigated: the shorting strip of the DCS antenna to the feeding strip of the UMTS PIFA, the symmetrical arrangement, and the link of both shorting strips of the PIFAs. The short-feed links gave similar curve shapes as the one observed in the previous section, but the short-short structure showed different performances. We fabricated and tested the antenna system shown in Fig. 15 where the shorting strips of the PIFAs are facing and the microstrip link is 0.5 mm wide and 18 mm long.

This operation resulted in a slight detuning of both resonant frequencies without any degradation of the bandwidths. The simulated and measured scattering parameters are shown in

Fig. 16. A very good agreement is found between all these curves. Instead of having a deep null in the center of the operating bandwidths, the S_{21} parameter exhibits now a flat shape with a magnitude level always below -20 dB. Considering the results of the initial structure (Fig. 4), a minimum improvement of 10 dB is seen on the whole bandwidth. Such isolation is usually acceptable for most practical applications [26]. The comparison of this value with the deep notch found for the feed-feed strips arrangement should lead to the false conclusion that this structure provides a lower reduction of the mutual coupling, but the first reduction solution achieves a deep notch at a specific frequency point and only high isolation values on a very small frequency band.

Here again, the line acts like a neutralization device and it is somewhat difficult to explain why the isolation behavior is different from the other arrangements. However, our reasoning is as follows. Positioning the line on the shorting strip, i.e., in a very low impedance area of the PIFA, and ending it in an area with the same behavior, consists to pick some amount of the signal via a kind of inductance divider. In these areas of the PIFAs, the inductances are low, as are the voltages: the impedance does not vary so much with frequency and it is already the same for the amplitude and the phase of the picked signal. This is probably why the neutralization effect introduced by the link is efficient on a large frequency bandwidth. In the first method, the line was nearly positioned on the 50Ω impedance point of both PIFAs. This impedance is far from being constant when the frequency is varied: the amplitude and the phase of the picked signal are also following these variations. This is the main reason about the efficiency of the neutralization effect of the link only at a specific frequency point. We conducted a parametric study where the width and the length of the link of the structure shown in Fig. 15 were progressively varied. All the simulated cases achieved the same flat shape of the S_{21} parameter curve as the one encountered in Fig. 16. The maximum isolation values obtained in the bandwidth of interest are presented in Fig. 17 versus the length of the line, for different widths.

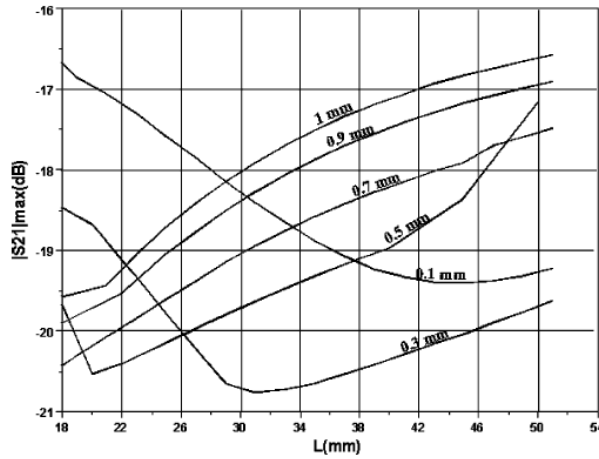


Fig. 17. Simulated maximum S_{21} of the PIFAs arrangement with the shorting strips linked via a microstrip line with different lengths and widths.

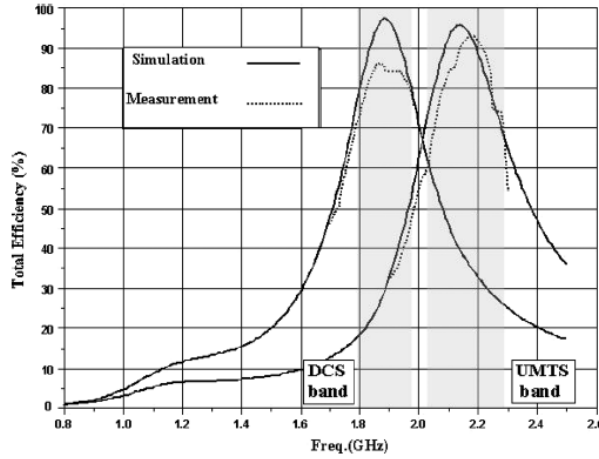


Fig. 18. Simulated and measured total efficiencies of the PIFAs arrangement when the shorting strips are facing and linked by a microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm).

It can be seen that some combinations of width and length are leading to minima, which indicates that a good combination of these parameters will achieve better mutual couplings on the whole bandwidth. Particularly, an optimum isolation of -20.8 dB was found for a 30.5×0.3 mm² microstrip line.

Back to the prototype presented in Fig. 15, we computed and measured the total efficiencies of both antennas (Fig. 18). The simulation data have been calculated using (2) and (3). The total efficiencies have been computed with the procedure described in Section III. Good agreement can be seen between simulated and experimental curves except a small discrepancy on the maximum efficiency level of the DCS PIFA (97.8% simulated, 86% measured). The UMTS simulated and measured maximum total efficiencies are, respectively, 95.8% and 93%. As expected, the total efficiencies are now improved as the mutual coupling mechanism is compensated and hence, the isolation between the PIFAs is maximized. Considering the same antenna configuration without the microstrip link, the absolute simulated efficiencies improvements seen on the maximum are,

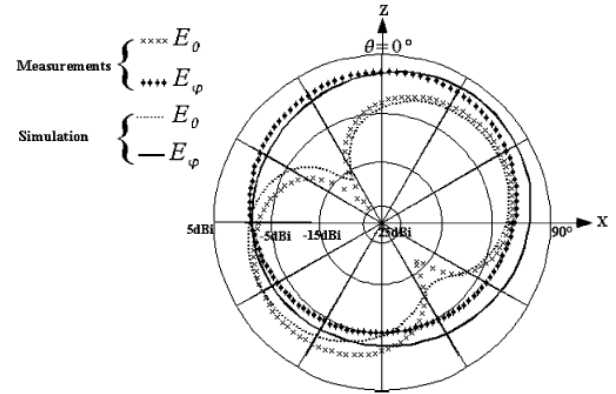


Fig. 19. Simulated and measured gain radiation pattern of the PIFA arrangement when shorting strips are facing and linked by a microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm). DCS antenna is radiating, UMTS antenna is loaded, $\varphi = 0^\circ$ (xOz plane).

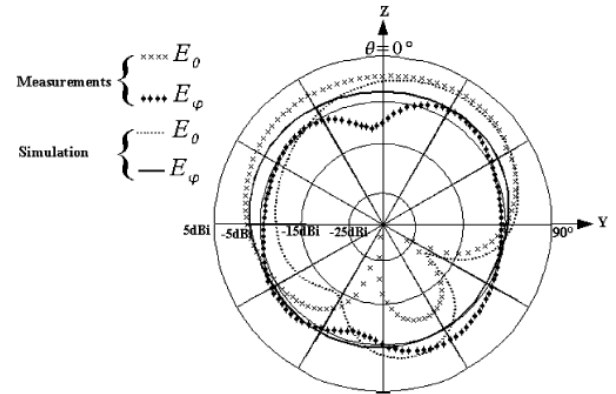


Fig. 20. Simulated and measured gain radiation pattern of the PIFA arrangement when shorting strips are facing and linked by a microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm). DCS antenna is radiating, UMTS antenna is loaded, $\varphi = 90^\circ$ (yOz plane).

respectively, 10% and 15.8% for the DCS and UMTS bands. The simulated maximum total efficiencies are now nearly equivalent to those of the same PIFAs positioned alone on the PCB (Fig. 2). The measured improvements are around 7% in DCS and 10.5% UMTS. The gain radiation patterns of this antenna system are shown in Figs. 19–22. They have been measured with one PIFA excited and the other terminated to a 50Ω load. This is commonly referred to as an embedded element pattern for antenna arrays [16].

Note that these radiation patterns are obtained when the $|S_{11}|$ of each PIFA is minimum, and therefore the simulated patterns are at 1.88 and 2.13 GHz while the measured are at 1.92 and 2.17 GHz. All the simulated and measured gain radiation patterns are in good agreement considering the difficulty to completely remove the experimental ripples. These ripples come principally from our measurement setup, especially from the radiation contribution of the feeding cable of the PIFA. In small unbalanced antenna measurements, it is usually difficult to efficiently choke the feeding cable to avoid currents flowing on its outer part. Moreover, these cables are very difficult to maintain perfectly

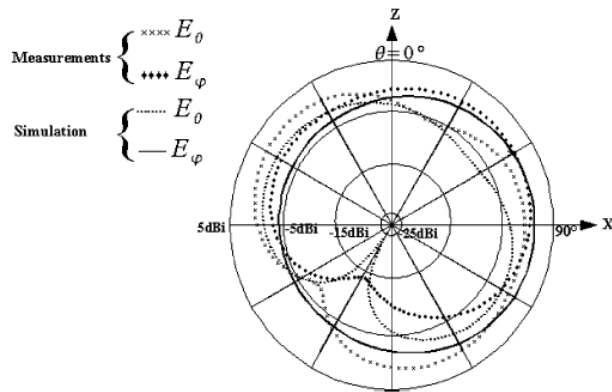


Fig. 21. Simulated and measured gain radiation pattern of the PIFAs arrangement when shorting strips are facing and linked by a microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm). UMTS antenna is radiating, DCS antenna is loaded, $\varphi = 0^\circ$ (xOz plane).

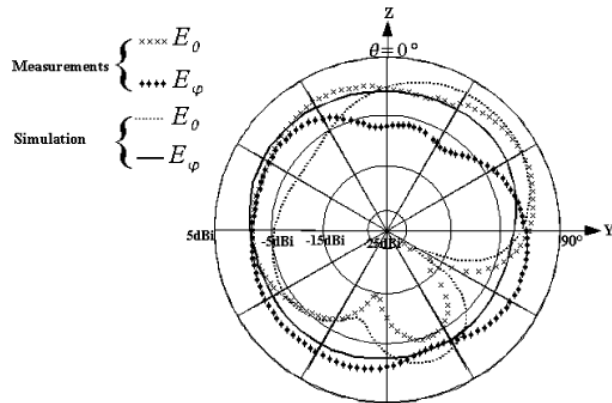


Fig. 22. Simulated and measured gain radiation pattern of the PIFAs arrangement when shorting strips are facing and linked by a microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm). UMTS antenna is radiating, DCS antenna is loaded, $\varphi = 90^\circ$ (yOz plane).

parallel to the length of the PCB due to the size and the proximity of the ferrite chokes. The gain patterns are, respectively, plotted in Figs. 19 and 21 in the horizontal plane of the PCB (xOz) versus the azimuthal angle where $\theta = 0^\circ$ corresponds to the z-axis direction and $\theta = 90^\circ$ corresponds to the x-axis. These patterns indicate almost omnidirectional character as well as a lack of polarization purity. However, these two properties are not a drawback in mobile communications where omnidirectional radiation patterns as well as both vertical and horizontal electromagnetic field polarization occur in urban environments [2]. In this plane, the DCS measured maximum gain is 1.9 dBi, which is nearly identical to 2.1 dBi found in simulation. The UMTS measured and simulated gains are identical and equal to 1.1 dBi. The gain patterns of the DCS and UMTS PIFAs are, respectively, plotted in Figs. 20 and 22 in the vertical plane of the PCB (yOz) versus the azimuthal angle, where $\theta = 0^\circ$ corresponds to the z-axis direction and $\theta = 90^\circ$ corresponds to the y-axis. These patterns indicate more directivity in this plane as well as a lack of polarization purity. The radiation patterns differ from the one of a perfect dipole since the length of the PCB is larger than half free-space wavelength.

V. CONCLUSION

In this paper, we studied how to optimally integrate in a cellular phone two PIFAs working in close radiocommunication standards. Numerous configurations have been simulated, fabricated, and measured to find optimum solutions to keep a low mutual coupling and achieve the best antenna's efficiency. First, it was found possible to increase the isolation level up to -10 dB by carefully positioning the PIFAs on the top edge of the PCB with their shorting strips facing. Some theoretical assumptions have been proposed to explain why this arrangement leads to less coupling than the one with a larger distance between the radiators. Even if these simulation results have been validated by some prototype measurements, different investigations are still needed to verify if it is a general result or only specific to our antenna-system structure. Secondly, to optimize the isolation value, we proposed two methods where a suspended microstrip line is linking the feeding or the shorting strips of the PIFAs. Both solutions have been shown to act like neutralization devices withdrawing an amount of the signal on one PIFA and bringing it back to the other so that the mutual coupling is reduced. However, each solution has been demonstrated to achieve a very different S_{21} response with a deep null of this parameter at a specific frequency point for the first one, while a flat isolation over the whole bandwidth for the second. By tuning the length and the width of this link, it has been shown possible to maximize the isolation depending on the design requirements. Several antenna-systems have been fabricated and the simulation results of the scattering parameters, the efficiency values, and the gain radiation patterns have been confirmed by the measurements of these prototypes. Particularly, the impact of the mutual coupling on the radiation efficiencies has been addressed, reinforcing that a good efficiency is strongly dependent of a high isolation level. So far, the main advantages of our solutions consist largely in their simplicity and their proficiency to be efficient. Moreover, they do not suffer from loss effects that an LC filtering component would produce. Finally, these solutions are physically acceptable for practical implementations in realistic handsets as the PIFAs are able to stay closely spaced. For a complete validation, the reduction effect of the microstrip link should also be investigated with generic head and hand of a user, both known to modify the electromagnetic field of a free-space mobile phone when positioned in its vicinity. To further extend the usability of our concept, some studies are actually focusing on the integration of a GSM/DCS PIFA and a UMTS antenna on a small PCB [38]. New neutralization topologies are currently under investigation. Another challenging problem where the antenna operating bandwidths are overlapping will be soon addressed with the implementation of a GSM850/PCS PIFA and a UMTS radiator on a small PCB.

REFERENCES

- [1] P. Le Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, "Dual wideband radiating element for mobile handsets," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 39, no. 4, pp. 288–290, Nov. 20, 2003.
- [2] P. Ciais, R. Staraj, G. Kossiavas, and C. Luxey, "Design of an internal quad-band antenna for mobile phones," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 14, pp. 148–150, Apr. 2004.
- [3] —, "Compact internal multiband antenna for mobile phone and WLAN standards," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 15, pp. 920–921, Jul. 22, 2004.

- [4] J. Ollikainen, O. Kivekäs, A. Toropainen, and P. Vainikainen, "Internal dual-band patch antenna for mobile phones," in *Millennium Conf. Antennas Propag.*, Davos, Switzerland, Apr. 2000, Session 3A9.
- [5] M. Martínez-Vázquez and O. Litschke, "Quadband antenna for handheld personal communications devices," in *IEEE Antennas Propag. Society Int. Symp.*, Columbus, OH, Jun. 2003.
- [6] Y.-X. Guo, M. Y. W. Chia, and Z. N. Chen, "Miniature built-in multi-band antennas for mobile handsets," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, pp. 1936–1944, Aug. 2004.
- [7] Y.-X. Guo and H. S. Tian, "New compact six-band internal antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 3, pp. 295–297, 2004.
- [8] Y.-S. Shin, B.-N. Kim, W.-I. Kwak, and S.-O. Park, "GSM/DCS/MT-2000 triple-band built-in antenna for wireless terminals," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 3, pp. 104–107, 2004.
- [9] P. Alinikula, "Multiradio yields challenges for mobile phones," *Microwave J.*, vol. 48, no. 7, Jul. 2005.
- [10] C. Rowell, "A brief survey of internal antennas in GSM phones: 1998 to 2004," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Jul. 2005.
- [11] Z. Li and Y. Rahmat-Samii, "Optimization of PIFA-IFA combination in handset antenna designs," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, pp. 1770–1778, May 2005.
- [12] K.-C. Chim, K. C. L. Chan, and R. D. Murch, "Investigating the impact of smart antennas on SAR," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, pp. 1370–1374, May 2004.
- [13] M. Geissler, D. Heberling, and I. Wolff, "Properties of integrated handset antennas," presented at the Millennium Conf. Antennas Propag., Davos, Switzerland, April 2000, SP-444, session 5A5, unpublished.
- [14] O. Kivekäs, J. Ollikainen, T. Lehtiniemi, and P. Vainikainen, "Effect of the chassis length on the bandwidth, SAR, and efficiency of internal mobile phone antennas," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 36, no. 6, pp. 457–462, Mar. 20, 2003.
- [15] Z. Li and Y. Rahmat-Samii, "Whip-PIFA combination for handset application: A hybrid circuit model and full-wave analysis," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 44, no. 3, pp. 210–215, Feb. 15, 2005.
- [16] P.-S. Kildal and K. Rosengren, "Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling, radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: Simulations and measurements in a reverberation chamber," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, pp. 104–112, Dec. 2004.
- [17] Z. Ying and D. Zhang, "Study of the mutual coupling, correlations and efficiency of Two PIFA antennas on a small ground plane," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Washington, DC, Jul. 2005.
- [18] J. Thaysen and K. B. Jakobsen, "MIMO channel capacity versus mutual coupling in multi antenna element system," in *Antenna Measurement Techniques Assoc. (AMTA2004)*, Stone Mountain, GA, Oct. 2004.
- [19] D. E. J. Humphrey and V. F. Fusco, "A mutual coupling model for microstrip patch antenna pairs with arbitrary orientation," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 18, no. 3, pp. 230–233, Jun. 20, 1998.
- [20] M. M. Nikolić, A. R. Djordjević, and A. Nehorai, "Microstrip antennas with suppressed radiation in horizontal directions and reduced coupling," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 11, pp. 3469–3476, Nov. 2005.
- [21] H. Carrasco, H. D. Hristov, R. Feick, and D. Cofré, "Mutual coupling between planar inverted-F antennas," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 42, no. 3, pp. 224–227, August 15, 2004.
- [22] J. Thaysen, "Mutual coupling between two identical planar inverted-F antennas," in *IEEE Antennas Propag. Society Int. Symp.*, San Antonio, TX, Jun. 2002, pp. 504–507.
- [23] K.-C. Chim and R. D. Murch, "Investigating the effect of smart antenna on SAR," in *IEEE Antennas Propag. Society Int. Symp.*, San Antonio, TX, Jun. 2002, pp. 432–435.
- [24] K.-L. Wong, J.-H. Chou, S.-W. Su, and C.-M. Su, "Isolation between GSM/DCS and WLAN antennas in a PDA phone," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 45, no. 4, pp. 347–352, May 20, 2005.
- [25] G. Chi, B. Li, and D. Qi, "Dual-band printed diversity antenna for 2.4/5.2-GHz WLAN application," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 45, no. 6, pp. 561–563, Jun. 20, 2005.
- [26] K.-L. Wong, J.-H. Chou, C.-L. Tang, and S.-H. Yeh, "Integrated internal GSM/DCS and WLAN antennas with optimized isolation for a PDA phone," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 46, no. 4, pp. 323–326, Aug. 20, 2005.
- [27] M. Karaboikis, C. Soras, G. Tsachtis, and V. Makios, "Compact dual-printed inverted-F antenna diversity systems for portable wireless devices," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 3, pp. 9–14, 2004.
- [28] T. Ohishi, N. Oodachi, S. Sekine, and H. Shoki, "A method to improve the correlation and the mutual coupling for diversity antenna," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Washington, DC, Jul. 2005.
- [29] J. Antoniuk, A. A. Moreira, and C. Peixeiro, "Multi-element patch antenna integration into laptops for multi-standard applications," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Washington, DC, Jul. 2005.
- [30] J. Thaysen and K. B. Jakobsen, "Mutual coupling reduction using a lumped LC circuit," in *Int. Symp. Antennas JINA*, Nice, France, Nov. 2004, pp. 492–494.
- [31] Z. D. Liu, P. S. Hall, and D. Wake, "Dual-frequency planar inverted-F antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, pp. 1451–1458, Oct. 1997.
- [32] C.-M. Su, C.-L. Tang, S.-H. Yeh, and K.-L. Wong, "Optimized isolation between internal antennas for a dual-network wireless device," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Washington, DC, Jul. 2005.
- [33] K. Buell, H. Mosallaei, and K. Sarabandi, "Electromagnetic metamaterial insulator to eliminate substrate surface waves," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Washington, DC, Jul. 2005.
- [34] IE3D, Release 10.11, Zeland Software, 2004.
- [35] P. Hallbjörner, "The significance of radiation efficiencies when using S-parameters to calculate the received signal correlation from two antennas," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 97–99, 2005.
- [36] S. Fujio, T. Asano, and M. Tsumita, "Small dual band modified meander antenna with multiple elements," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Washington, DC, Jul. 2005.
- [37] J. Thaysen and K. B. Jakobsen, "Near field distribution from a planar inverted-F antenna," in *12th Int. Conf. Antennas Propag.*, U.K., 2003, p. 4, Univ. of Exeter.
- [38] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, and G. Kossivas, "Reduction of the mutual coupling between two planar inverted-F antennas working in close radiocommunication standards," in *18th Int. Conf. Applied Electromagn. Commun.*, Dubrovnik, Croatia, Oct. 2005.



Aliou Diallo was born in Dakar, Senegal. He received the B.S. and M.S. degrees in electronics, electrical engineering, and automatics, with specialization in electronics, and the D.E.A. degree, with specialization in propagation, telecommunications, and teledetection, from the University of Nice, Sophia-Antipolis, France, in 2002, 2003, and 2004, respectively, where he is currently pursuing the Ph.D. degree in the Electronics, Antennas and Telecommunication Laboratory.

His major research area is antenna design for wireless communications. He has presented several conference papers. His recent work focuses on multiantenna solutions for MIMO systems. He is also an Assistant Professor at the University of Nice, where he teaches electronics and antennas.



Cyril Luxey (M'99) was born in Nice, France, in 1971. He received the D.E.A. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Nice, Sophia Antipolis, France, in 1996 and 1999, respectively.

From 2000 to 2002, he was with Alcatel, Mobile Phone Division, Colombes, France, where he was involved in the design of internal mobile phone antennas. In 2002, he joined Alcatel Space, Toulouse, France, where he was involved in the design and measurement of MEMS-based reflectarrays. Since 2003, he has been an Associate Professor at the Polytechnic School of the University of Nice, where he teaches electromagnetics, antenna techniques, and microelectronics. He is conducting research at the Laboratoire Electronique, Antennes et Télécommunications, CNRS UMR 6071, University of Nice. He has been active in the field of printed leaky-wave antennas, quasi-optical mixers, and RF transponders. Now, his research interests include analysis, design, and measurement of electrically small antennas, multiantenna and diversity techniques for MIMO systems, RFID antennas, MEMS-based and active integrated antennas. He is involved in the Antenna Centre of Excellence Network in the "small terminals" activity. He is a participant in the COST284 action on innovative antennas. He is a Reviewer for *Electronics Letters*.

Prof. Luxey is a Reviewer for the IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION. He is a Guest Lecturer at the Norwegian University of Science and Technology, Trondheim.



Philippe Le Thuc was born in Grasse, France, on August 21, 1975. He received the D.E.A. degree in propagation, remote sensing, and telecommunications and the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Nice, Sophia Antipolis (UNSA), France, in 2003.

Since 2004, he has been an Assistant Professor in the Department of Electrical Engineering and Industrial Data Processing Computing, Technical University College, UNSA. He is also with the Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications, CNRS-UMR 6071, Sophia Antipolis. His research interests include small antennas for mobile communications and active antennas.



Georges Kossiavas received the Ph.D. degree in electronics from the University of Limoges, France, in 1981.

He is a Professor of electrical engineering and Director of the Master Telecommunications RF and Microelectronic at the University of Nice, Sophia Antipolis, France. He is with the Laboratoire d'Electronique Antennes et Télécommunications, CNRS UMR 6071, Sophia Antipolis. His research interests are in microstrip antennas, especially large bandwidth and high-purity polarization radiating elements, compact microstrip multiband antennas for mobile communications systems, and design optimization of compact printed ultra-wide-band antennas for lower pulse distortion.



Robert Staraj received the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Nice, Sophia Antipolis, France, in 1992.

In 1993, he joined the Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Nice, Sophia Antipolis, and the Laboratoire Electronique, Antennes et Télécommunications, CNRS UMR 6071, as an Assistant Professor. Since 2003, he has been a Professor with Ecole Polytechnique de l'Université de Nice, Sophia Antipolis. His research focuses on printed antennas, microstrip planar and conformal arrays,

active antennas, printed antenna for wireless communications, ultra-wide-band antennas, and MIMO systems.



Aliou Diallo, Jennifer Bernhard (IEEE President Elect), Cyril Luxey and Robert Staraj à la conférence IEEE AP-Symp. In Honolulu, Hawaii, Juin 2007.

10.2 – Prix du meilleur papier EuCAP 2007

Dans le cadre de la conférence Eucap 2007, un prix spécial a été créé afin de primer l'article jugé le plus collaboratif au niveau européen. Le LEAT en collaboration avec le Radio Laboratory de l'Université de Technologie d'Helsinki a remporté cette distinction pour l'article :

DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAYAS, P. SUVIKUNNAS, M. MUSTONEN, P. VAINIKAINEN, "Channel Capacity Evaluation of UMTS Multi-Antenna Systems in Indoor and Outdoor Environments". in *Proc. European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, 11-16 November 2007, Edinburgh, UK.



Juan Mosig, Cyril Luxey, Bruno Casali à la Conférence EuCAP 2007 à Edimbourg, Novembre 2007



**The Second European Conference on
Antennas & Propagation
EuCAP 2007**

This is to certify that

*A Diallo, P Lacey, P Le Thuc, R Staraj, J Kossianas,
P Savikunnas, M Mustonen, P Scheln & P Hainikainen*

have been awarded the Best European
Collaboration Paper Prize awarded by ACE at
EuCAP 2007

for the paper

*Channel Capacity Evaluation of UMTS Multi-
Antenna Systems in Indoor and Outdoor
Environments*

Peter Hall
Conference Vice Chair

Yiannis Vardaxoglou
Conference Chair

Thomas Kürner
Conference Vice Chair

10.3 Prix ACE de l'antenne la plus petite et la plus efficace

Dans le cadre du réseau d'excellence européen ACE (Antenna Center of Excellence), un concours pour l'antenne la plus petite et la plus efficace a été organisé dans le cadre de ACE2 et du FP6. Ce concours était divisé en différentes catégories en fonction de la fréquence de travail et le design de l'antenne. Les antennes considérées pouvaient être mono bandes ou multibandes. Dans ce concours les efficacités pouvaient être mesurées par plusieurs différents laboratoires et comparées avec les résultats théoriques. Dans ce cadre le LEAT a remporté le prix dans la catégorie tribande avec l'une des antennes proposées.

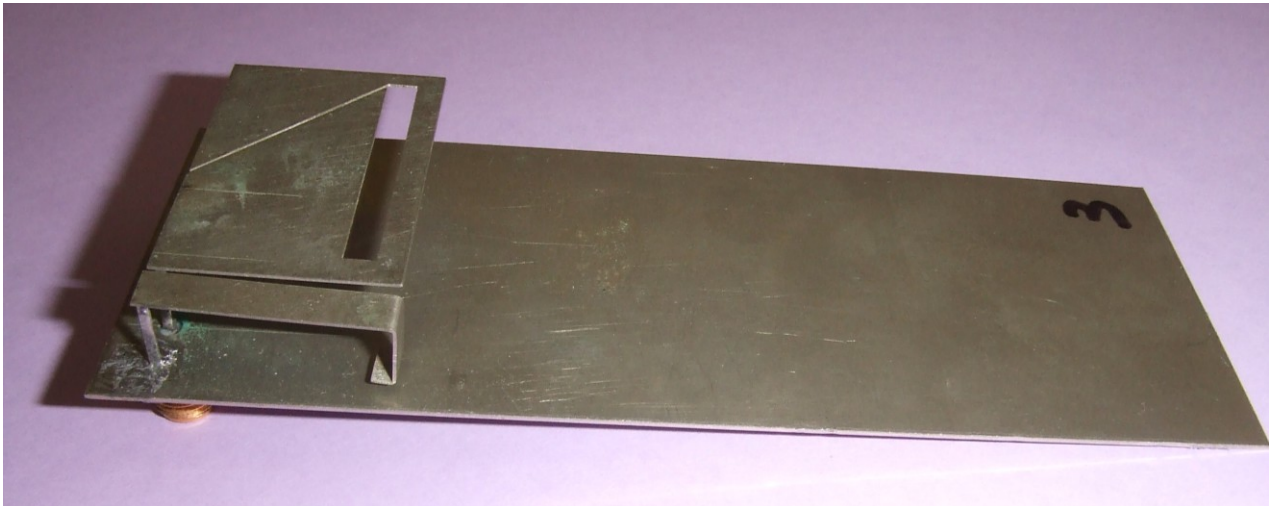
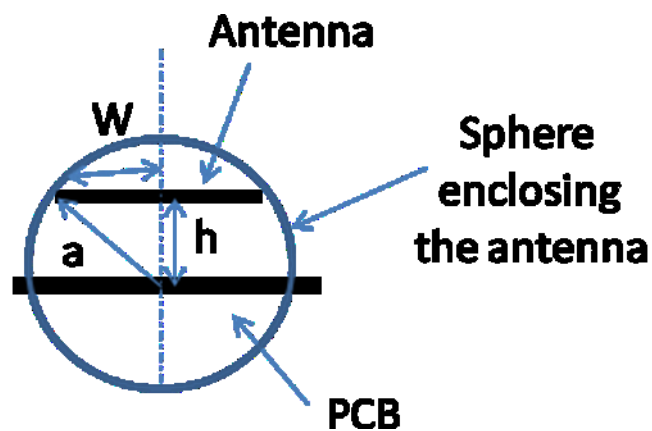


Photo de l'antenne



Sphere qui englobe l'antenne



Jan Carlsson (Organizer), Cyril Luxey, Robert Staraj, Pertti Vainikainen et Risto Valkonen à la conférence EuCAP 2007 à Edimbourg, Novembre 2007.

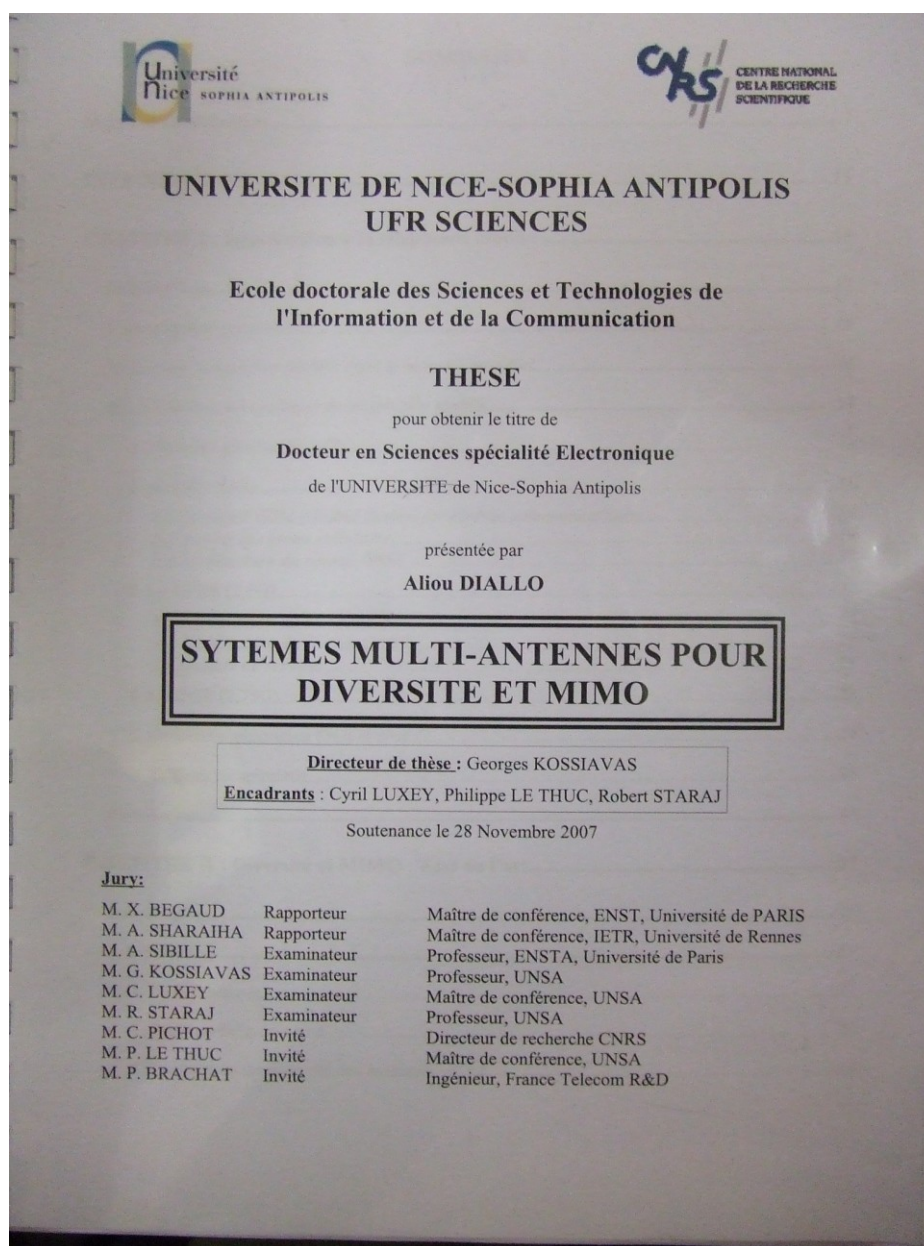


Plaquette Souvenir

10.4 Prix de la meilleure thèse 2007 (club EEA) décernée à Aliou Diallo

Monsieur,

J'ai le grand plaisir de vous informer que vous avez été désigné comme lauréat du prix de thèse de la section Électronique du club EEA, par le jury qui s'est réuni lors des journées scientifiques de la section. Aussi je me permets de vous féliciter au nom de l'ensemble des membres du jury. Le prix de thèse du club EEA est remis traditionnellement au lauréat lors du congrès annuel du club EEA qui se déroulera cette année du 28 au 30 mai 2008 à Saint-Etienne. Un courrier accompagné d'une invitation officielle devrait vous parvenir très prochainement de la part du Président du club EEA, mais je vous prie de bien vouloir dès maintenant prendre en compte les dates considérées et je vous serais reconnaissante également de nous tenir informés en cas d'indisponibilité de votre part ces jours là. Dans l'attente de vous rencontrer fin mai à Saint-Etienne, Bien cordialement.



Design of an Internal Quad-Band Antenna for Mobile Phones

Pascal Ciaï, Robert Staraj, Georges Kossiavas, and Cyril Luxey

Abstract—This letter presents the design of a compact Planar Inverted-F Antenna (PIFA) suitable for cellular telephone applications. The quarter-wavelength antenna combines the use of a slot, shorted parasitic patches and capacitive loads to achieve multi-band operation. The commercial electromagnetic software IE3D is used to design and optimize the structure. The resulting antenna can operate from 880 to 960 MHz and 1710 to 2170 MHz covering GSM, DCS, PCS, and UMTS standards with a VSWR better than 2.5. Good agreement is found between simulated and measured results.

Index Terms—Handset antennas, multiband antennas, planar inverted-F antennas (PIFAs), small antennas.

I. INTRODUCTION

WITH the rapid progress in new communication standards, miniature multiband internal antennas are needed for modern mobile handsets [1]–[3]. Several techniques applied simultaneously are thus necessary to reduce the size of these antennas while maintaining good multiband/wideband performance.

The antenna presented in this letter combines several of these techniques. The main resonator is a dual-band PIFA antenna tuned to operate at center frequencies of 935 MHz and 1930 MHz. The introduction of a slot into this element allows a frequency decrease of its fundamental resonance while the use of an end positioned capacitive load allows its higher order modes to be decreased in frequency (Fig. 1) [4]. Instead of the previously reported tunable scheme [2], the addition of three quarter-wavelength parasitic elements is used here to create new resonances [5]–[7] and thus enlarge both lower and upper impedance bandwidth. These new resonances are tuned thanks to a lengthening by capacitive loads [7]. This antenna covers the GSM standard (Global System for Mobile communications, 880–960 MHz) with a VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) better than 2.5 and also the DCS (Digital Communication System, 1710–1880 MHz), PCS (Personal Communication Services, 1850–1990 MHz) and UMTS (Universal Mobile Telecommunications System, 1920–2170 MHz) standards with a VSWR less than 2.

II. ANTENNA STRUCTURE AND DESIGN RULES

The antenna consists of a main patch with three additional parasitic elements placed on the corner of a ground plane

Manuscript received July 17, 2003; revised November 21, 2003. This work was supported by France Telecom R&D under Contract 424 76-344.

The authors are with the Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications, Université de Nice-Sophia Antipolis/UMR-CNRS 6071, 06560 Valbonne, France (e-mail: ciaisp@elec.unice.fr).

Digital Object Identifier 10.1109/LMWC.2004.825186

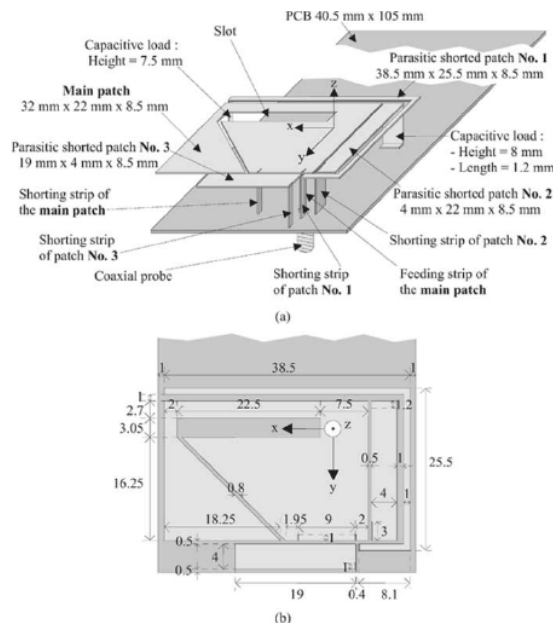


Fig. 1. Configuration of the quad-band antenna. (a) Side view. (b) Top view : all dimensions are in millimeter.

whose size is representative of the Printed Circuit Board (PCB) of a typical mobile phone: 40.5 mm \times 105 mm (Fig. 1). The PCB size, especially its length, has a strong influence on the performances of mobile phone antennas. In our case, the chosen length is not the best choice for an optimum GSM bandwidth (around 130 mm [9]–[11]) or an optimum DCS bandwidth (around 70 mm [9]–[11]) but it will equally helps in these both bands for an efficient antenna-chassis combination. The dielectric between all patches and the PCB is air and the separation distance is 8.5 mm.

The main quarter-wavelength patch is coaxially fed via a metallic strip. The first objective is to get a proper resonance in the GSM band, where the approximate formula: $f_r = c/4(L + H)$, is used as a starting rule for the design of the patch (with f_r = resonant frequency of the patch, c = velocity of light in free space, L = average length of the patch, and H = height of the patch). The analytical length of a 8.5 mm height quarter-wavelength resonator is then found to be 71.7 mm at 935 MHz in the GSM band. This length can be slightly reduced by using a partial shorting strip instead of a plain shorting wall. Moreover, it has been previously shown that both the antenna with its feeding and shorting pins always have to be positioned at the top of the PCB to obtain an efficient

antenna-chassis combination, especially maximum bandwidth behavior [8]–[11]. In such a configuration, the matching of the antenna to a $50\ \Omega$ source is not so difficult to achieve since the $50\ \Omega$ input impedance point is not spatially far from the shorting strip. However, due to its intrinsic properties, the design at 935 MHz of a rectangular quarter-wavelength patch with its length aligned with the PCB length, will only lead to an odd number of higher resonance frequencies namely 2805 MHz ($3 f_r$), 4675 MHz ($5 f_r$), and so on. As our main element need to resonate in the 1710–2170 MHz band, we need to decrease the working frequency of the 3rd higher mode of this structure. It has been successfully demonstrated in [9] that adding a capacitive load to the structure will result in a decrease of the frequency of its higher modes. This can be achieved by folding the patch over on itself. The value of this capacitance can be controlled by increasing or decreasing the metal facing surfaces. However, this folding operation also reduces the bandwidth of the antenna due to an inherent increase of its total quality factor Q [12].

Three parasitic elements have to be added to the main patch to achieve our desired multiband goal. These elements are chosen quarter-wavelength type, each connected to the ground plane by metallic strips and located near the main patch in order to be correctly electromagnetically excited. Capacitive loads can be added to these parasitic patches by vertically folding their strip ends. Hence, the electrical lengths of these resonators are artificially increased without enlarging the whole antenna size. A first parasitic patch have to be added to enlarge the GSM bandwidth (no. 1 on Fig. 1), its theoretical quarter-wavelength is found to be 76 mm at 888 MHz. Two others parasitic patches must be added to increase the upper bandwidth (no. 2 and no. 3 on Fig. 1). Their theoretical lengths are 34.1 mm at 1760 MHz and 26.9 mm at 2120 MHz.

III. RESULTS

With these empirical design rules, a dual-band patch antenna was first designed and optimized using a simulation tool based on the method of moments : IE3D [13]. Parasitic patches no. 2 and no. 3 were then separately and simultaneously added to this main patch. At last, parasitic patch no. 1 was built to achieve the final goal. All structures have been fine tuned to achieve the best possible coupling between the resonances i.e the largest possible bandwidths. This tuning was made by slightly changing the main dimensions of the parasitic patches and/or their gaps with the main patch. All the optimized dimensions of each stage are not listed here for brevity. Fig. 2 shows the simulated VSWR of the main patch with and without parasitic shorted patches no. 2 and no. 3. It is seen on this graph that the main patch alone has two resonances in the GSM band and around 2 GHz with both small bandwidths. The VSWR curves of the main patch with the addition of only one parasitic patch (no. 2 or no. 3) are also plotted on this graph. In both cases, it increases the upper bandwidth of the first antenna in two different ways: parasitic no. 2 works below the 3rd resonance of the main patch while parasitic No. 3 works above. The simulated VSWR of the main plate with the simultaneous addition of these two shorted patches is also plotted on Fig. 2. This structure has now an upper bandwidth of 470 MHz (1705–2175 MHz)

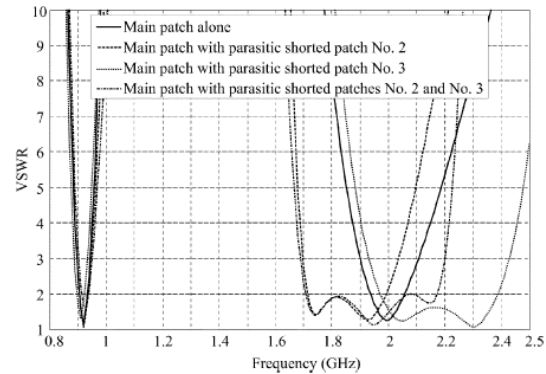


Fig. 2. Simulated VSWR of the main patch with and without parasitic shorted patches no. 2 and no. 3.

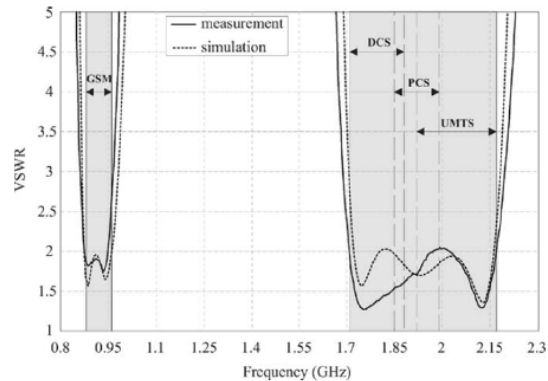


Fig. 3. Measured and simulated VSWR of the quad-band antenna.

with a VSWR less than 2 covering the DCS, PCS and UMTS standards but the lower bandwidth of 40 MHz (905–945 MHz) with a VSWR less than 2.5 is clearly insufficient to cover the entire GSM band. The performances of the main antenna with parasitics no. 2 and no. 3 shows that an additional parasitic element no. 1 is needed to increase the low part of the GSM band. Fig. 3 compares the simulated and measured VSWR of the final quad-band antenna (dimensions 38.5 mm \times 28.5 mm \times 8.5 mm). The step by step optimization of the structure resulted in a folded dual-band patch antenna of dimensions 32 mm \times 22 mm \times 8.5 mm with a strong quasilocalized capacitive load at its end and an average quarter-wavelength length of 72.2 mm that is very close to the theoretical value of 71.7 mm. The physical length of parasitic patch no. 1 is 77.6 mm, compared with the theoretical quarter-wavelength of 76 mm at 888 MHz. Capacitive loads were added to the parasitic patches no. 1 and no. 2 by vertically folding their strip ends. Physical lengths of elements no. 2 and no. 3 are respectively 31.2 mm and 19 mm to be compared with the theoretical quarter-wavelengths of 34.1 mm at 1760 MHz and 26.9 mm at 2120 MHz. The small discrepancies between these values comes from the theoretical formula which doesn't take into account localized and distributed capacitive loading effects. This capacitive effect is very strong in the case of parasitic element no. 3 where two high impedance portions of metal face each others. A good agreement between theoretical and experimental results is observed. The measured lower bandwidth is 90 MHz (870–960 MHz) with

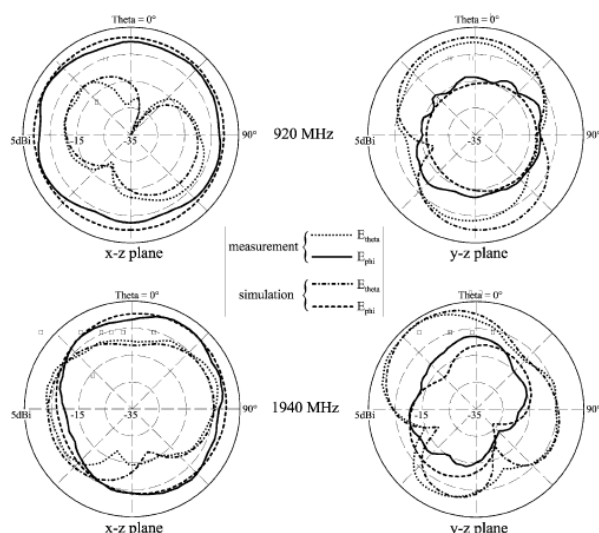


Fig. 4. Measured and simulated radiation gain patterns at 920 MHz and 1940 MHz for the quad-band antenna. Antenna orientation is given in Fig. 1.

a VSWR better than 2.5 while the upper bandwidth is 460 MHz (1710–2170 MHz) with a VSWR less than 2.

The measured and simulated radiation gain patterns of the antenna at 920 MHz and 1940 MHz are depicted in Fig. 4. These patterns reveal a quasi omnidirectional character in the x-z plane as well as a lack of polarization purity due to the radiation from the PCB. However, these two properties are not a drawback in mobile phone applications where omnidirectional radiation patterns as well as both vertical and horizontal electromagnetic field polarization occur in urban environments [14]. These omnidirectional patterns are due to the dipole-like behavior of the structure coming from the antenna-chassis combination: due to the in-phase currents flowing on the PCB in the GSM band, quasi perfect omnidirectional pattern is seen while some directivity appears at 1940 MHz in both planes since the length of the PCB is now larger than half the wavelength. Some discrepancies are found between theoretical and experimental far-field patterns. The small ripple seen in the measured curves comes principally from our measurement setup, especially from the radiation contribution of the feed cable of the antenna: in small antenna measurements, it is difficult to correctly choke the feed cable to avoid currents flowing on it [15], [16]. The measured maximum gains for the antenna are 1 dBi at 920 MHz and 3.3 dBi at 1940 MHz while the simulated are respectively 1.3 dBi and 3.5 dBi. The small discrepancies between these values are mainly attributed to the dielectric losses of the plastic support used in our radiation pattern measurement setup to maintain the antenna.

The efficiency of the structure, defined as the total radiated power divided by the incident power at the feed, takes into account reflection losses due to the mismatch between the coaxial probe and the antenna as well as ohmic losses. The computed efficiency was respectively above 69% and 74% in the GSM and DCS/PCS/UMTS bands which is suitable for mobile phone communication terminals.

IV. CONCLUSION

A compact multiband PIFA antenna with parasitic elements was designed and placed on a realistic PCB ground plane. This new structure uses various techniques of miniaturization to achieve low return loss in both GSM and DCS/PCS/UMTS bands. The quasi omnidirectional gain radiation pattern characteristics with good efficiency over the covered frequency bands make this antenna suitable for mobile phone applications. Further work will be concentrated on the coverage of new 2.4 GHz and 5.2 GHz standards.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank Prof. V. F. Fusco from the Queen's University of Belfast, Patrice Brachat from France Telecom R&D, and J. Baro for their fruitful remarks about this work.

REFERENCES

- [1] Y.-X. Guo, M. Y. W. Chia, and Z. N. Chen, "Miniature built-in quad band antennas for mobile handsets," *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 2, pp. 30–32, 2003.
- [2] N. C. Karmakar, P. Hendro, and L. S. Firmansyah, "Shorting strap tunable single feed dual-band PIFA," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 13, pp. 13–15, Jan. 2003.
- [3] I. Ang, Y.-X. Guo, and Y. W. Chia, "Compact internal quad-band antenna for mobile phones," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 38, no. 3, pp. 217–223, Aug. 2003.
- [4] P. Salonen, M. Keskilammi, and M. Kivikoski, "New slot configurations for dual-band planar inverted-F antenna," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 28, no. 5, pp. 293–298, Mar. 2001.
- [5] Y. J. Wang, C. K. Lee, W. J. Koh, and Y. B. Gan, "Design of small and broad-band internal antennas for IMT-2000 mobile handsets," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 8, pp. 1398–1403, Aug. 2001.
- [6] C. T. P. Song, P. S. Hall, H. Ghafouri-Shiraz, and D. Wake, "Triple band planar inverted F antennas for handheld devices," *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 2, pp. 112–114, Jan. 2000.
- [7] J. Ollikainen, O. Kivekäs, A. Toropainen, and P. Vainikainen, "Internal dual-band patch antenna for mobile phones," in *Proc. Millennium Conf. Antennas Propagat.*, Davos, Switzerland, Apr. 2000, SP-444, session 3A9.
- [8] M. Geissler, D. Heberling, and I. Wolff, "Properties of integrated handset antennas," in *Proc. Millennium Conf. Antennas Propagat.*, Davos, Switzerland, Apr. 2000, SP-444, session 5A5.
- [9] D. Manteuffel, A. Bahr, D. Heberling, and I. Wolff, "Design considerations for integrated mobile phone antennas," in *Proc. 11th Int. Conf. Antennas Propagat.*, Apr. 2001, pp. 252–256.
- [10] O. Kivekäs, J. Ollikainen, T. Lehtinen, and P. Vainikainen, "Effect of the chassis length on the bandwidth, SAR, and efficiency of internal mobile phone antennas," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 36, no. 6, pp. 457–462, Mar. 2003.
- [11] P. Vainikainen, J. Ollikainen, O. Kivekäs, and I. Klander, "Resonator-based analysis of the combination of mobile handset antenna and chassis," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, pp. 1433–1444, Oct. 2002.
- [12] C. R. Rowell and R. D. Murch, "A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 837–842, May 1997.
- [13] *IE3D, Release 9.33*, Zeland Software, Inc., 2002.
- [14] K. Sulonen and P. Vainikainen, "Handset antenna evaluation based on measured distributions," in *Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conf.*, Budapest, Hungary, May. 2001, pp. 519–524.
- [15] J. Haley, T. Moore, and J. T. Bernhard, "Experimental investigation of antenna-handset-feed interaction during wireless product testing," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 34, no. 3, pp. 169–172, Aug. 2002.
- [16] C. Ilchen, J. Ollikainen, and P. Vainikainen, "Reducing the influence of feed cables on small antenna measurements," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 15, pp. 1212–1214, July 1999.

